SPEDIZIONE IN ABBONAMENTO POSTALE (GRUPPO SECONDO)

l'antenna

LA RADIO

QUINDICINALE DI RADIOTECNICA

N°. 3-4

ANNO X

1943 - X

L. 5.

ANNO XV - NUM. 3 e 4 • FEBBRAIO 1943 - XXI

QUINDICINALE DI RADIOTECNICA

Abbonamenti: ITALIA, ALBANIA, IMPERO e COLONIE, Anno L. 45 - Semestre L. 24 - ESTERO rispettiv. L. 80 e L. 45

Direzione e Amministrazione: VIA SENATO 24 - MILANO - Tel. 72.908 - C. P. E. 225-438 - Conto Corr. Postale 3/24227

TELEVISIONE (XXVII)

I PRINCIPI GENERALI DELLA TELEVISIONE

Prof. Rinaldo Sartori

5033/2 Continuazione vedi N. 1-2

Calore della luce emessa dalle sostanze fluorescenti.

Una questione di grande importanza al riguardo delle sostanze fluorescenti usate per gli schermi dei tubi a raggi catodici si riferisce al colore della luce emessa da tali schermi.

La sostanza generalmente usata per formare gli schermi degli oscillografi ordinari a raggi catodici, destinati a misure o ad osservazione di fenomeni più o meno rapidamente variabili, è la willemite. E' questa una sostanza che si trova in natura e che può essere anche riprodotta sinteticamente. La ragione del suo impiego estensivo sta nel fatto che praticamente tutta l'energia irradiata dalla willemite è compresa in una regione in cui l'occhio presenta la massima sensibilità; ciò facilita grandemente l'osservazione delle curve oscillografiche, rendendo più precise le osservazioni stesse in confronto a quelle che si potrebbero fare con schermi di diversa natura. Infatti, mentre l'occhio, come si è più volte ricordato, è particolarmente sensibile ai colori compresi tra il giallo ed il verde, la curva dell'energia irradiata dalla willemite in corrispondenza delle diverse lunghezze d'onda delle radiazioni emesse mostra che quasi tutta l'energia luminosa irradiata è concentrata nel verde, dove appunto l'occhio è particolarmente sensibile (fig. 119).

Per l'impiego in televisione questa sostanza allo stato puro non rappresenta però la soluzione

SOMMARIO

ideale. Infatti le immagini ottenute sugli schermi alla willemite presentano una colorazione verde; e, per quanto tubi a raggi catodici che danno luce verde siano stati usati e siano tuttora usati in molti ricevitori televisivi sperimentali, resta il fatto che sarebbe più piacevole e maggiormente desiderabile avere immagini in bianco e nero, sul tipo di quelle che si ottengono nelle proiezioni cinematografiche.

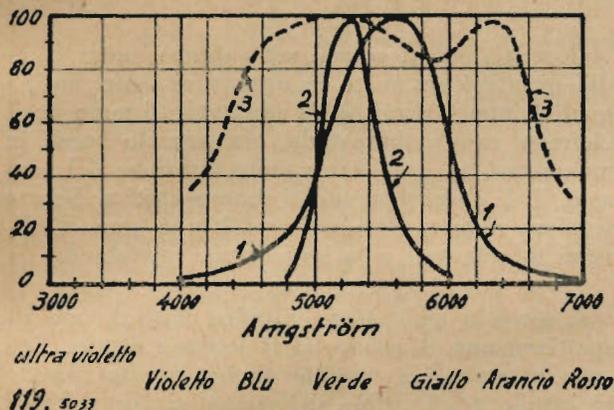



Fig. 119. - *Distribuzione dell'energia luminosa irradiata da diverse sorgenti e sensibilità dell'occhio.*

1. - *Sensibilità relativa dell'occhio (assunta uguale a cento quella corrispondente alla massima sensibilità),*

2. - *distribuzione dell'energia irradiata da un ordinario schermo di willemite (assunta uguale a cento la massima energia emessa),*

3. - *come in 2 ma per fosforo bianco speciale (nota come in 2).*

Ora figure in bianco e nero, cioè schermi i quali emettano luce bianca di diversa intensità a seconda della eccitazione, si possono ottenere facilmente mediante mescolanze di varie sostanze, le quali danno una emissione luminosa di intensità praticamente costante per tutte le lunghezze d'onda comprese nella regione della luce visibile. Si deve ricordare che la luce bianca si ottiene come mescolanza di luci variamente colorate.

Una tale soluzione è naturalmente poco pratica, perchè, per quanto lo schermo bianco abbia lo stesso rendimento dal punto di vista energetico di uno schermo colorato, tuttavia gran parte dell'energia luminosa irradiata da esso ha lunghezze di onda per cui l'occhio è relativamente insensibile. Perciò, se ci si riferisce non all'energia irradiata ma alla sensibilità dell'ochio, si trova una diminuzione di efficienza quando si passa da uno schermo colorato ad uno schermo bianco. In altre parole per ottenere una rappresentazione dell'efficienza di uno dato schermo si dovrebbe moltiplicare la curva di emissione per le ordinate della curva di sensibilità dell'occhio (cioè per esempio le ordinate della curva 3 della fig. 119 per quelle della curva 1 della stessa fig.). Si vedrebbe allora che effettivamente il passaggio da uno schermo colorato ad uno schermo bianco segna una perdita di rendimento nei confronti della sensazione visiva ottenuta nell'occhio. Ne deriva una apparente diminuzione di sensibilità del sistema di trasmissione e di riproduzione delle immagini. Ma anche se lo schermo bianco è meno efficiente, è evidente che il pubblico insisterà a chiedere immagini che si approssimino molto al bianco e nero causa del confronto con la cinematografia, a cui sarà sempre soggetta la televisione.

Ma altre difficoltà si incontrano quando si usi lo schermo bianco. Per esempio avviene ordinariamente che il colore predominante delle immagini scorre verso le più alte lunghezze d'onda (cioè verso il verde ed il violetto) con l'aumentare dell'intensità della luce emessa. Ne segue che le parti più brillanti dell'immagine possono presentare un aspetto differente (più precisamente una colorazione differente) da quello delle porzioni meno luminose. In generale però questo effetto è più pronunciato alle basse intensità di luce, perchè quasi tutti i materiali fluorescenti tendono a assumere una colorazione bianca al crescere dell'intensità della luce.

La colorazione dello schermo è poi anche influenzata dall'illuminazione proveniente da sorgenti esterne, che può raggiungerlo direttamente. Infatti uno schermo che appare bianco in una stanza completamente scura, può presentare una colorazione diversa se nella stessa stanza viene accesa una lampada ad incandescenza.

Infine si deve osservare che esiste una grande varietà di idee personali su ciò che si debba intendere realmente per schermo bianco. Diverse persone chiamate contemporaneamente a giudicare se uno schermo sia bianco oppure no, ben difficilmente si troveranno d'accordo nel loro giudizio.

A dispetto di queste varie difficoltà, sono stati preparati numerosi materiali fluorescenti che forniscono immagini essenzialmente in bianco e nero. Come si è accennato, un metodo per raggiungere questo scopo consiste nel mescolare due o più sostanze fortemente colorate, in modo tale che la combinazione dei loro colori fornisca una luce bianca. Per esempio sostanze che presentino fluorescenza azzurra e rosso-arancio, mescolate insieme forniscono uno schermo bianco. In questo senso sono stati realizzati notevoli progressi negli ultimi anni; altri progressi sono analogamente stati fatti nel senso di aumentare il rendimento luminoso degli schermi, nonchè tutte le altre qualità riguardanti la persistenza delle immagini e così via.

Riteniamo di aver dato, con questi brevi cenni, un'idea per quanto sommaria, abbastanza chiara delle diverse difficoltà che si incontrano nella costruzione degli schermi fluorescenti e dei diversi problemi che involge la ricerca e la scelta delle sostanze ad essi destinate.

Analisi e sintesi delle immagini

Il cannone elettronico.

E' ora giunto il momento di vedere come si possa procedere ad ottenere un fascio elettronico veloce, o lento, e come si possa fare in modo che questo fascio elettronico descriva sul mosaico o sullo schermo fluorescente la figura necessaria a realizzare l'analisi dell'immagine (sul mosaico) e la sua sintesi (sullo schermo fluorescente).

Vediamo prima di tutto come si possa ottenere un fascio di elettroni ristretto e veloce, cioè come sia costituito il così detto cannone elettronico, il quale deriva il suo nome dalla proprietà di lanciare gli elettroni con elevata velocità in una direzione determinata, in modo che essi formino un sottile fascio, avente per asse quella direzione di lancio.

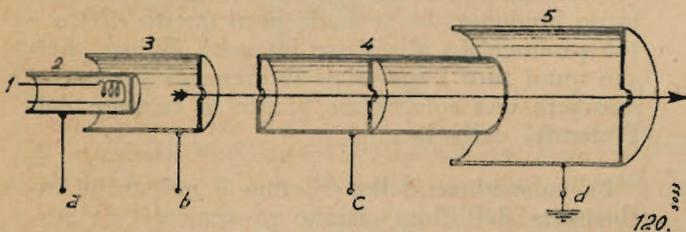



Fig. 120. - *Sezione schematica di un cannone elettronico.*

1. - *Riscaldatore*
2. - *catodo*
3. - *griglia*
4. - *primo anodo*
5. - *secondo anodo*

V_{ba} - *tensione del segnale visivo più una polarizzazione (circa 20 V).*

V_{ca} - *tensione del primo anodo (circa 1200 V).*

V_{da} - *tensione del secondo anodo (circa 2000 V).*

Lo schema del cannone elettronico è rappresentato nella figura 120. Un catodo ad ossidi, di tipo analogo a quelli usati nelle moderne valvole elettroniche di tipo ricevente, ma foggiato in forma diversa, è incaricato di fornire gli elettroni per effetto termoelettrico. Esso ha la forma di un cilindro cavo di nichel, chiuso ad una estremità; l'estremità aperta verso l'interno nella direzione in cui si muoveranno gli elettroni del fascio. L'asse del catodo coincide con la direzione di questo moto. All'interno del catodo è sistemato un riscaldatore, formato da un *filamento* di tungsteno e destinato ad essere percorso dalla *corrente di accensione*, che porta il catodo stesso alla temperatura a cui si verifica l'emissione di elettroni con il maggiore rendimento (circa 800° C). La base del catodo rivolta verso l'interno del tubo è ricoperta con un materiale avente elevato potere di emissione termoelettrica (in generale una pasta di ossidi di calcio e bario o bario e stronzio).

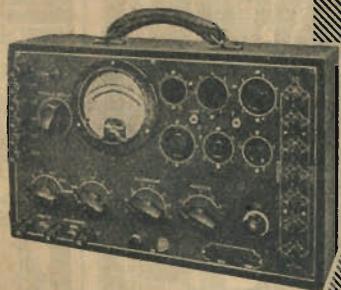
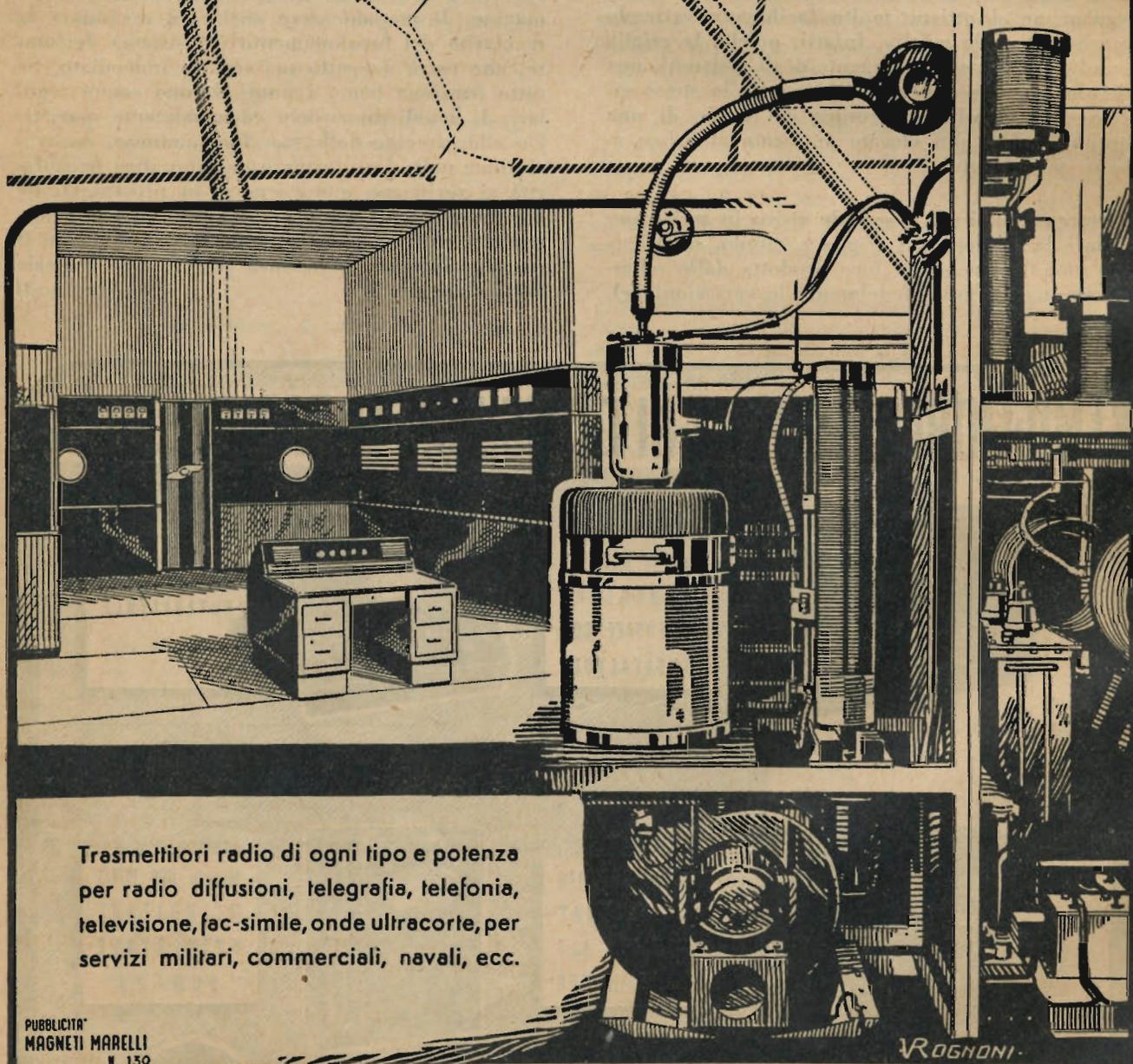
Coassiali con il catodo sono disposti altri cilindri metallici sezionati da opportuni diaframmi, i quali hanno il compito di accelerare il moto degli elettroni emessi dal catodo, mantenendo questi in movimento in prevalenza nella direzione del loro asse. Tali cilindri metallici sono portati a diverse tensioni rispetto al catodo ed hanno compiti diversi in relazione alla loro diversa posizione.

Il secondo ed il terzo cilindro costituiscono rispettivamente il *primo* ed il *secondo anodo*. Essi sono mantenuti a tensione molto elevata rispetto al catodo (dell'ordine delle migliaia di volt) ed hanno la funzione di attirare gli elettroni aumentandone considerevolmente la velocità.

Il primo cilindro, che racchiude parzialmente il catodo, viene detto ordinariamente ***griglia*** ed è mantenuto ad una tensione debolmente negativa rispetto al catodo (dell'ordine della ventina di volt). Questo cilindro quindi respinge gli elettroni, i quali, essendo attirati dagli anodi, saranno costretti a muoversi in uno spazio ristretto intorno all'asse della griglia stessa. Il nome della griglia non deriva dalla particolare forma di questo elettrodo, come avviene per le griglie delle valvole elettroniche, ma dalla sua funzione che è appunto paragonabile a quella delle griglie suddette. Infatti variando la tensione negativa della griglia del cannone elettronico, si ottiene con facilità la regolazione dell'intensità del fascio di raggi catodici uscenti da esso. Per rendersene conto basta pensare che, quanto più è elevata la tensione negativa della griglia, tanto più intensa è l'azione repulsiva che essa esercita sugli elettroni emessi dal catodo ed attirati dal primo e dal secondo anodo; questa azione repulsiva ostacola il movimento degli elettroni impedendone l'allontanamento dal catodo.

L'azione di comando della griglia viene utilizzata nei tubi di ripresa, come si vedrà meglio in seguito, per sopprimere la traccia di ritorno del fascio esploratore. Ma la sua azione più importante si ritrova nei tubi riproduttori, perchè qui essa serve alla trasformazione dei segnali elettrici in segnali luminosi. Infatti si è ricordato che l'intensità della macchia luminosa prodotta sullo schermo fluorescente dall'urto degli elettroni cresce al crescere della velocità degli elettroni stessi ed al crescere del numero di questi che raggiungono lo schermo nell'unità di tempo. Ora, finchè le tensioni degli anodi del cannone sono mantenute costanti, rimane costate anche la velocità degli elettroni e quindi lo splendore della macchia luminosa viene ad essere regolato soltanto dal numero degli elettroni (densità del fascio); e questa regolazione si ottiene molto facilmente variando la tensione della griglia. Infatti, poichè la griglia è molto prossima alla sorgente degli elettroni, una piccola tensione applicata ad essa ha lo stesso effetto sulla densità elettronica del fascio di una tensione molto più elevata applicata al primo anodo, per esempio.

Pertanto se si usa il segnale visivo in arrivo per variare la tensione tra griglia e catodo, si ottiene una modulazione della luce prodotta dallo schermo la quale seguirà fedelmente le variazioni dell'intensità del segnale visivo. Ordinariamente è sufficiente una variazione complessiva della tensione della griglia di una ventina di volt per ottenere la completa variazione dell'illuminazione da zero fino al massimo. Lo zero corrisponde naturalmente all'interdizione completa del fascio elettronico.

Ordinariamente il funzionamento del sistema concentratore del fascio elettronico si giudica modulando la griglia con una tensione alternata della frequenza di circa 2 megahertz e deviando il fascio come se si dovesse ricevere una immagine visiva. Si ottiene allora sullo schermo una successione di righe punteggiate, in cui ogni punto ha dimensioni approssimativamente dello stesso ordine di grandezza di un'area elementare dell'immagine. Il metodo serve anche ad esaminare la regolarità del funzionamento del sistema deviatore, che verrà descritto nel seguito immediato. Se tutto funziona bene, i punti devono essere regolari, di uguali dimensioni ed ugualmente spaziati. Un allargamento delle macchie luminose, una variazione nella loro forma e qualche altra irregolarità si verificano quasi sempre in prossimità dei bordi dello schermo, ma questo effetto non è fortemente nocivo, tanto più che ordinariamente il maggior interesse si verifica per la zona centrale dell'immagine. *(continua)*

CIRCUITI OSCILLATORI PER ONDE ULTRACORTE *

di C. G. A. von Lindern e G. de Vries

INTRODUZIONE

Le equazioni di Maxwell presentano una caratteristica conosciuta: se si riducono n volte tutte le dimensioni (e la resistività ρ) di un sistema si ottiene un nuovo sistema avente le stesse tensioni e le stesse correnti del precedente, purchè lo si consideri ad una frequenza n volte maggiore (lunghezza d'onda n volte più piccola). Si potrebbe pensare che basti applicare questa proprietà per attuare degli apparecchi per onde corte: per varie ragioni però è impossibile ridurre in proporzione tutte le dimensioni. Per avere in onde corte gli stessi risultati che si realizzano comunemente in onde lunghe, bisognerebbe disporre di conduttori costituti da un metallo avente una resistività n volte più piccola. I conduttori impiegati in apparati per frequenze basse sono di rame: poichè non si dispone di un metallo più conduttore, l'ultima condizione è di realizzazione impossibile. Ci si sforzerà allora di risolvere il problema con delle costruzioni aventi proprietà sensibilmente migliori di quelle delle bobine e dei condensatori correntemente usati a frequenze basse, e le cui dimensioni sarebbero eccessive se applicate a queste frequenze. Poichè alle frequenze elevate tutto risulta più piccolo queste maggiori dimensioni non costituiscono un inconveniente. E' vero che una riduzione delle dimensioni influisce sulle proprietà dei circuiti, poichè è impossibile aumentare la conduttività, ma, come del resto anche alle frequenze basse, tali proprietà sono sensibilmente migliori di quelle dei circuiti usuali; esse sono ancora appena buone alle frequenze elevate. Vedremo ora la strada che si è seguita nello sviluppare i circuiti per onde ultracorte. Dapprima però spiegheremo brevemente alcune nozioni utilizzate nei circuiti oscillatori.

Curva di risonanza e coefficiente di merito.

Il circuito oscillatorio semplice LC sul quale ci basiamo è costituito generalmente da una resistenza r, da una induttanza L e da una capacità C collegate come in fig. 1. L'impedenza totale Z di tale circuito è espressa da

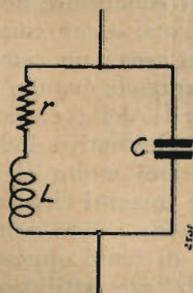



Fig. 1. - *Circuito oscillatorio semplice, composto di una resistenza* r, *di una induttanza* L, *e di una capacità* C.

$$\frac{1}{Z} = \frac{1}{r + j\omega L} + j\omega C \qquad (1)$$

Si definisce « frequenza di risonanza » quella che dà il massimo valore dell'impedenza Z. Nel caso in cui la resistenza ohmica r è molto piccola rispetto alle reattanze ωL e $\frac{1}{\omega C}$, la frequenza di risonanza è data da:

$$\omega_0 LC = 1 \qquad (2)$$

In risonanza l'impedenza totale Z del circuito LC è reale e, secondo la (1), essa può essere rappresentata da:

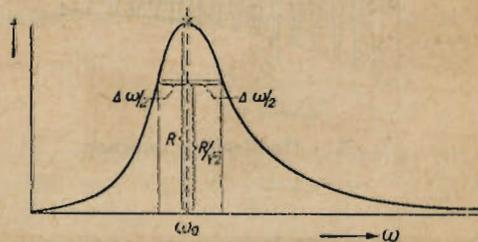



Fig. 2. - *Variazione del valore assoluto* Z *dell'impedenza di un circuito oscillatorio, composto di* L *e di* C *collegati in parallelo, in funzione della pulsazione* ω. *Alla frequenza di risonanza* ω_0, *l'impedenza è praticamente eguale a* R, *essendo* R *la resistenza.*

$$R = \frac{L}{Cr} \qquad (3)$$

Supponiamo che per una pulsazione differente di $\frac{\Delta\omega}{2}$ dalla frequenza di risonanza, l'impedenza sia ridotta a $R/\sqrt{2}$ (vedere fig. 2). Si trova allora

* Da *Revue Technique Philips*, luglio 1941.

per $\Delta\omega$:

$$\Delta\omega = \frac{r}{L} \quad (per\ r < \omega L) \qquad (4)$$

Questa grandezza $\Delta\omega$ è la larghezza di banda del circuito; il rapporto tra la pulsazione di risonanza ω_0 e la larghezza di banda $\Delta\omega$, fornisce una misura della acutezza di risonanza del circuito; esso è definito come « coefficiente di merito Q ».

$$Q = \frac{\omega_0}{\Delta\omega}, \text{ secondo la (4), } = \frac{\omega_0 L}{r}. \qquad (5)$$

La risonanza è tanto più acuta — e il coefficiente di merito tanto maggiore — quanto la resistenza ohmica r è più piccola, e quanto la induttanza L è maggiore. In queste condizioni lo smorzamento del circuito oscillatorio in regime di oscillazione libera è minimo. Esamineremo ora più in particolare questa relazione tra la acutezza di risonanza in regime forzato e lo smorzamento in regime libero.

Coefficiente di merito e smorzamento.

L'oscillazione libera di un circuito oscillatorio avente un periodo proprio T può essere posta sotto la forma:

$$i = i_1 \, sen \frac{2\pi t}{T} = i_0 \, e^{-\theta \frac{t}{T}} \, sen \frac{2\pi t}{T} \qquad (6)$$

In questa espressione ammesso che θ sia sufficientemente piccolo, i_1 è l'ampiezza istantanea dell'oscillazione libera in corso di attenuazione.

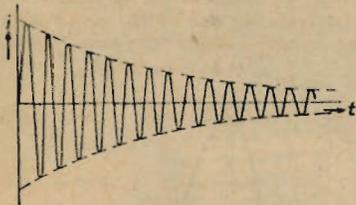



Fig. 3. - *Oscillazione smorzata.*

La grandezza θ è il decremento logaritmico e rappresenta il logaritmo naturale del rapporto tra due ampiezze consecutive. Nel caso di una resistenza ohmica r le perdite in calore durante un periodo T sono eguali a $\frac{1}{2}\, i_1^2 rT$. L'energia totale del circuito oscillatorio è: $\frac{1}{2} L i_1^2$ e questa decresce dunque proporzionalmente a:

$$\left[e^{-\theta \frac{t}{T}}\right]^2 \simeq 1 - \frac{2\,\theta\, t}{T}.$$

La diminuzione di energia per un periodo T è dunque $\theta L i_1^2$ e questo valore deve essere uguale al calore sviluppato per un periodo: $\frac{1}{2} i_1^2 r T$, di modo che risulta per il valore del decremento logaritmico:

$$\theta = \frac{r\,T}{2\,L}. \qquad (7)$$

Siccome $\omega_0 T$ è uguale a 2π, si trova allora, tra il decremento logaritmico e il coefficiente di merito, la relazione:

$$\theta = \frac{\pi}{Q}. \qquad (8)$$

Ponendo le formule (7) e (8) sotto la forma:

$$Q = \frac{2\pi}{T} \cdot \frac{L\, i_1^2}{r\, i_1^2}. \qquad (9)$$

che concorda con la (5), si ottiene il valore di Q in una forma che conserva un certo significato pure quando non si tratta più con circuiti LC semplici. Leggiamo dunque la (9) come segue:

$$Q = 2\pi \frac{\textit{energia del campo}}{\textit{energia dissipata in un periodo}} \qquad (9a)$$

giacchè si può provare che le equazioni (8) e (9*a*) restano valide per alcuni casi più complicati (circuiti a scatola, cavità risuonanti e sistemi a linea che verranno trattati in seguito).

Fanno eccezione i filtri di banda; in alcuni casi si possono avere diverse frequenze di risonanza, ma contrariamente a quanto avviene ad esempio nei filtri di banda impiegati negli amplificatori di media frequenza dei radioricevitori, due o tre frequenze di risonanza non possono essere troppo vicine.

Effetto pellicolare.

La resistenza r impiegata nelle formule non è la resistenza ohmica pura, ma la resistenza in c. a., equivalente a quella ohmica maggiorata dall'effetto di pelle.

Non insisteremo sulla teoria di questo effetto: ci accontenteremo di ricordare i caratteri salienti [1]). Nell'interno di un conduttore non si trova, a frequenze molto elevate, alcun campo magnetico; o più esattamente si trova un campo estremamente debole. Ciò si comprende quando si pensa che, proprio in conseguenza della elevata frequenza, un campo magnetico alternativo indurrebbe nel conduttore delle tensioni molto elevate le quali potrebbero produrre correnti circolanti straordinariamente intense. Queste a loro volta creerebbero un campo magnetico di senso opposto a quello originario. In un conduttore rettilineo di sezione circolare, a frequenza elevata, la corrente circola in una sottile pellicola lungo la parete esterna del conduttore. Che questa situazione soddisfi la condizione di non creare campo magnetico all'interno del conduttore è attribuibile al fatto che una guaina cilindrica percorsa da filetti di correnti secondo le generatrici, produce un campo magnetico esterno ma non interno (fig. 4). Infatti l'integrale della linea della forma magnetica $2\pi R H$, che deve essere proporzionale alla corrente concatenata, sarà

1) Non si deve considerare l'effetto pellicolare col criterio che le correnti si respingono, perchè:
a) i conduttori percorsi da correnti nello stesso senso non si respingono ma si attirano;
b) l'attrazione si manifesta tra conduttori e non tra le correnti;
c) in corrente continua non esiste effetto pellicolare.

nullo quando si considera il raggio leggermente più piccolo di quello della guaina, poichè è dato che nessuna corrente è concatenata internamente.

In seguito all'effetto pellicolare, solo una parte della sezione del conduttore è utilizzata dalla cor-

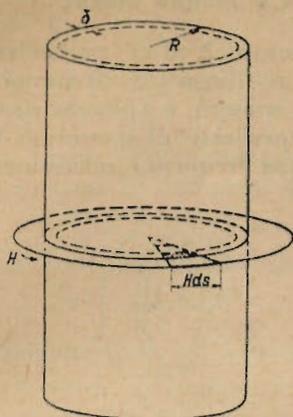



Fig. 4. - *Rappresentazione schematica di un conduttore rettilineo a sezione circolare, nel quale si manifesta l'effetto pellicolare,, dimodochè la corrente percorre quasi essenzialmente la guaina esterna* δ.

rente, il che comporta un aumento apparente della resistenza. La densità di corrente nella pellicola conduttrice varia dall'esterno verso l'interno secondo $e^{-\frac{x}{\delta}}$, x essendo la distanza della superficie del conduttore (fig. 5) nel senso radiale se il filo è a sezione circolare, e δ è la profondità di penetrazione.

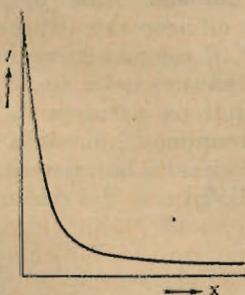



Fig. 5. - *Distribuzione della corrente nell'interno di un conduttore elettrico in conseguenza dell'effetto pellicolare. La densità di corrente i varia approssimativamente con legge esponenziale in funzione della distanza* x *misurata dalla superficie del conduttore.*

Secondo l'esponenziale, l'intensità di corrente nell'interno del conduttore diventa molto piccola, mai completamente zero. Ci si potrebbe ancora chiedere quale spessore dovrebbe avere questa pellicola affinchè il calore prodotto sia lo stesso di quello che si avrebbe con la stessa corrente effettivamente circolante nel conduttore. Questo spessore potrebbe essere denominato spessore equivalente. Si è trovato che lo spessore equivalente è uguale alla profondità di penetrazione [2]).

2) Si deve pertanto tenere conto dello sfasamento che si manifesta nella guaina percorsa dalla corrente.

Per δ si ha:

$$\delta = c_1 \sqrt{\varrho \lambda}$$

espressione nella quale ϱ è la resistività e λ la lunghezza d'onda.

Il fatto che la pellicola abbia spessore maggiore per resistività elevata è perfettamente ammissibile: in conseguenza delle perdite ohmiche il meccanismo che annulla il campo nell'interno del conduttore, funziona in modo meno perfetto rispetto al caso di un conduttore eccellente. Per il rame la profondità di penetrazione è:

$$\delta_{cm} = 4 \cdot 10^{-5} \sqrt{\lambda_{cm}} \qquad (10)$$

Per la resistenza di un conduttore a sezione circolare si ha:

$$r_w = \varrho \frac{l}{2 \pi R \delta} \qquad (11)$$

al posto del valore per la corrente continua:

$$r_0 = \varrho \frac{l}{\pi R^2} . \qquad (12)$$

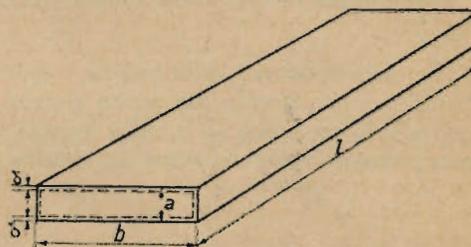



Fig. 6. - *Piattina di lunghezza* l, *di larghezza* b *e di spessore* a. *In conseguenza dell'effetto pellicolare, la profondità di penetrazione della corrente alternata di alta frequenza è* δ.

D'altronde per una lamina piatta (fig. 6)

$$r_w = \varrho \frac{l}{2 (b + a) \delta} . \qquad (13)$$

Se la frequenza non è tanto elevata da far si che la corrente non sia più concentrata in un sottile strato, le formule sono molte più complicate [3]) dell'esponenziale semplice prima osservato. Pertanto casi simili non hanno il minimo interesse per noi che ci occupiamo dei circuiti oscillatori a frequenze molto elevate.

Se il conduttore non è rettilineo e se per una qualsiasi ragione esiste già un campo magnetico alternativo, la densità di corrente non è uniforme su tutta la periferia del conduttore; per contro si stabilisce una ripartizione di corrente tale che il campo nell'interno del conduttore diventa molto piccolo. Per determinare quale sia quella zona della periferia del conduttore in cui è massima l'in-

3) Vedere: H. G. MÖLLER, *Grundlagen und mathematische Hilfsmittel der Hochfrequenztechnik* (Springer, Berlin 1940), che parte anche da una bobina e passo largo e considera in particolare le frequenze basse.

tensità di corrente, si può approfittare del fatto che la massima corrente sulla periferia si troverà dalla parte in cui il campo magnetico è maggiore.

Infatti poichè il campo magnetico è trascurabile all'interno della pellicola percorsa dalla corrente, l'elemento d'integrale della linea della fig. 4 è eguale ad *Hds* (le due pareti laterali sono perpendicolari ad *H* e non contribuiscono quindi all'integrale). Se la corrente che percorre le pellicola è i_1 per cm. di periferia, la corrente àbbracciata diventa $i_1 ds$, sicchè *G* è proporzionale a i_1. Questa regola offre interesse solo quando l'effetto pellicolare non modifica eccessivamente l'andamento del campo magnetico al di fuori del conduttore, condizione che si presenta frequentemente.

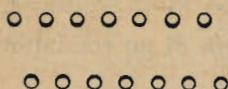



Fig. 7. - *Distribuzione della corrente in conseguenza dell'effetto pellicolare nei fili di una bobina cilindrica.*

E' così che nel caso di una bobina cilindrica, si troverà la massima densità di corrente dalla parte interna della bobina ove il campo magnetico è massimo (fig. 7).

Con delle considerazioni sulla bobina a spire larghe — bobina poco usuale ma scelta perchè permette un calcolo semplice — e sulla bobina toroidale, tenteremo di spiegare come la tecnica delle frequenze elevate si sia indirizzata verso l'impiego dei circuiti a scatola, delle linee e delle cavità risuonanti, il cui uso diventa sempre più importante in onde corte.

Bobina lunga a larghe spire.

In conseguenza dell'effetto pellicolare in un lungo conduttore rettilineo (fig. 6) avente lunghezza *l*, larghezza *b* e spessore *a* (piccolo rispetto a *b*), la sola guaina superficiale di spessore δ è percorsa da corrente ad una frequenza sufficientemente elevata; di modo che la resistenza è allora:

$$r_w = \varrho \frac{l}{2b\delta}. \qquad (14)$$

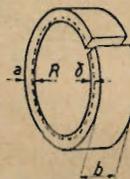



Fig. 8. - *La piattina della fig. 6 stata curvata in modo da formare una spira di lunghezza periferica* $l = 2\pi R$, *di larghezza* b *e di spessore* a. *L'effetto pellicolare fa si che la corrente di alta frequenza passa esclusivamente nella sottile guaina* δ *situata nella parte interna della spira.*

Curviamo questo conduttore in modo da formare una bobina ad una sola spira (fig. 7) che costituisce in fondo un cilindro cavo di spessore *a*, di periferia $l = 2\pi R$, *R* essendo il raggio, e di lunghezza *b*. Come è indicato nella fig. 8, solo la faccia interna del cilindro è percorsa da corrente (profondità di penetrazione δ), di modo che a frequenze sufficientemente elevate, la resistenza di tale bobina è due volte quella in c. a. del conduttore rettilineo.

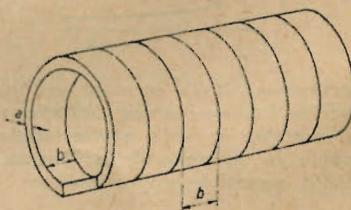
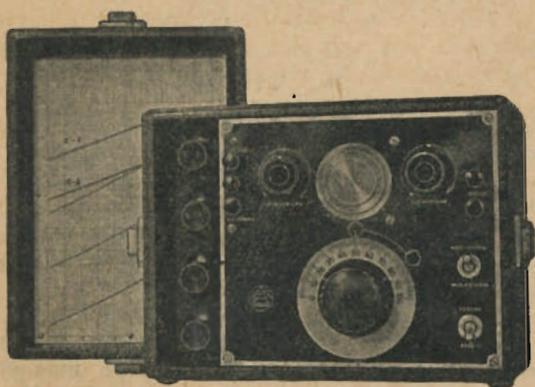



Fig. 9. - *Bobina diritta formata da una larga piattina avvolta a spirale cilindrica, composta di* n *spire di raggio* R, *di larghezza* b *e di spessore* a.

La resistenza per la bobina ad una spira larga è allora:

$$r_w = \varrho \frac{l}{b\delta} = \varrho \frac{2\pi R}{b\delta}. \qquad (15)$$

Se la piattina è avvolta in modo da formare una bina di *n* spire (fig. 9), le stesse considerazioni

sono evidentemente valide e la resistenza in c. a. diventa:

$$r_w = \varrho \frac{2\pi R}{b\,\delta} n \,. \qquad (16)$$

Se la lunghezza della bobina è sufficientemente grande rispetto al diametro, l'induttanza diventa:

$$L = 4\pi^2 R^2 \frac{n}{b} 10^{-9} \; henry \,. \qquad (17)$$

Le formule (16) e (17) permettono di determinare immediatamente il coefficiente di merito della bobina:

$$Q = \frac{\omega_0 L}{r_w} = 2\pi R \frac{\omega_0 \delta}{\varrho} 10^{-9} \,. \qquad (18)$$

Pochè δ è proporzionale a $\sqrt{\varrho/\omega_0}$ la qualità della bobina è inversamente proporzionale a $\sqrt{\varrho}$ e direttamente proporzionale a $\sqrt{\omega_0}$. A prima vista questo risultato sembra molto interessante per le onde ultracorte; ma in realtà non è così: è vero che per una data bobina la qualità varia alle frequenze elevate — cioè a minore capacità di accordo — ma la difficoltà risiede appunto nel fatto che varie ragioni impediscono assai spesso di scendere al disotto di nu dato valore della capacità di accordo, di modo che si automaticamente costretti a ricorrere a piccoli valori di induttanza. Secondo la (17) questo fatto corrisponde ad una riduzione del raggio coll'aumentare della frequenza, il che, secondo la (18), fa diminuire il coefficiente di merito. Questo effetto predomina sull'aumento di ϱ con $\sqrt{\omega_0}$. Insomma il Q diminuisce con l'aumentare della frequenza.

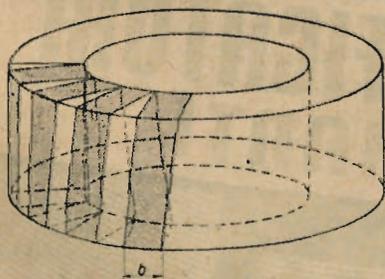



Fig. 10. - Bobina toroidale ottenuta con una larga piattina. Essa è costituita da un grande numero di spire di larghezza b, nell'interno delle quali il campo magnetico si trova chiuso su sè stesso.

Allo scopo di avere un valore di R quanto maggiore possibile è conveniente impiegare una bobina che comporti poche spire con piattina larga.

Si crea così una nuova sorgente di perdite. La bobina comincia allora a funzionare da antenna e perderà energia per irradiazione, il che, proprio come si trattasse di perdita ohmica, riduce il valore di Q.

La bobina toroidale che noi considereremo ora solo come transizione verso la realizzazione del circuito a scatola, non ha questo inconveniente ed è perciò che essa è stata spesso impiegata fino ad oggi.

In realtà non si tratta generalmente di irradiazione da parte di circuiti accordati, ma di induzione su circuiti o conduttori più o meno buoni che si trovano nello spazio circostante. E' possibile ridurre queste perdite sistemando la bobina in una scatola di metallo buon conduttore.

Bobina toroidale.

La bobina toroidale si ottiene ripiegando su se stessa la normale bobina cilindrica (fig. 10), in maniera tale che le linee di forza magnetica si chiudano su se stesse all'interno della bobina. Da ciò risulta che le formule (16), (17) e (18) considerate per le bobine lunghe trascurando le perdite per irradiazione, sono senz'altro valide.

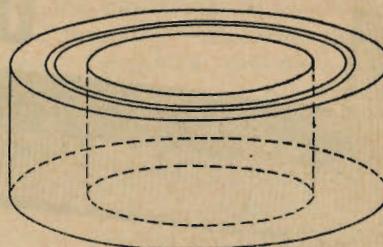



Fig. 11. - Bobina toroidale costituita da una sola spira avvolta ad angoli retti, di larghezza eguale a tutta la periferia del toro e tagliata nella parte superiore secondo una circonferenza.

Affinchè, malgrado i piccoli valori richiesti di induttanza, il Q sia soddisfacente alle frequenze più elevate, basta aumentare le dimensioni e ridurre il numero delle spire, senza introdurre perdite supplementari eccessive. Seguendo questa via alle frequenze molto elevate si può giungere ad avere una sola spira, la larghezza della quale risulta essere eguale alla periferia del toro (fig. 11). Si ottiene così una superficie toroidale aperta nella parte superiore. Questa particolare forma di induttanza deve essere completata da una capacità per costituire un circuito oscillatorio.

Agendo nel modo schematizzato dalla fig. 12 si trasforma la bobina toroidale in circuito oscillatorio a scatola. ***(continua)***

MODULAZIONE DI FREQUENZA

(O quanta species! Cerebrum non habet!)

2498 (continuazione vedi n. 1-2)

Per. ind. rad. G. Termini

Parliamo ora di un'altra affermazione che, come le precedenti, non regge alla critica. Si dice che i ricevitori per modulazione di frequenza risultano particolarmente complessi e delicati e di difficile regolazione, specialmente riguardo al funzionamento del limitatore e all'ampiezza dello spettro acustico ricevuto e riprodotto.

Evidentemente quando il *doctor subtilis* rispondeva il contrario alle affermazioni dell'aquinate, dimostrava di essere a conoscenza dei fatti, per trar ragione di argomentazione. Ma l'affermazione riportata non ha invece alcuna relazione con la realtà dei fenomeni ed equivale ad ammettere di non conoscere i principi fondamentali sulla costituzione e sul funzionamento dei ricevitori per modulazione di frequenza. Che se poi si vuol far credere che la complessità dell'apparecchiatura è dovuta al fatto che il campo di ricezione è necessariamente ristretto alle onde metriche e decimetriche, è ancora più evidente l'assurdità delle argomentazioni. Per il comportamento dei tubi elettronici e degli elementi elettrici dei circuiti che ne fanno parte, e per gli accorgimenti tecnici adottati, l'uso dei ricevitori per onde metriche e decimetriche, non presenta alcuna complicazione rispetto alle normali apparecchiature. Altrettanto dicasi per la loro costituzione. E' noto anzi che rispettando semplicemente le esigenze del montaggio richieste dal funzionamento su frequenze ultraelevate, la realizzazione dei circuiti risulta particolarmente semplice e sbrigativa. Dimostrate così inesistenti le supposte difficoltà generiche d'impiego dei ricevitori per modulazione di frequenza, occorre chiarire alcuni particolari sulle obiezioni esposte.

E' stato accennato alla necessità di ricorrere a un regolatore manuale di sensibilità del limitatore per poter mantenere il funzionamento del tubo nelle condizioni di sovraccarico in relazione all'intensità del segnale ricevuto, ed è stato anche parlato delle difficoltà e degli inconvenienti che comporta l'uso di un tale regolatore.

Ammessa la necessità che il limitatore venga condotto a funzionare in condizioni adeguate all'intensità del segnale — perchè da tale comportamento dipende l'annullamento dei fenomeni di disturbo — è noto che l'uso di un regolatore automatico di sensibilità ha appunto il compito di modificare le condizioni di funzionamento del ricevitore, in modo da ottenere il funzionamento del limitatore nelle condizioni previste?

La regolazione automatica di sensibilità agisce sull'amplificazione dei tubi di media frequenza; la necessaria tensione addizionale di polarizzazione è prelevata dal circuito di comando del limitatore, per cui l'amplificazione stessa degli stadi risulta stabilita effettivamente in relazione alle condizioni di funzionamento del limitatore. Non si capisce quindi per quale ragione si dovrebbe ricorrere a un regolatore manuale, quando il dispositivo automatico risponde pienamente allo scopo.

E si consideri anche che l'impiego di limitatori in cascata, risolve in modo del tutto soddisfacente il problema dell'annullamento dei disturbi con qualunque carattere essi si presentano.

Il funzionamento di essi nelle condizioni di sovraccarico è ancora determinato dall'ampiezza della tensione di comando e, quindi, dall'amplificazione degli stadi di media frequenza, il cui livello è appunto in relazione alla tensione addizionale erogata dal limitatore. Si può cioè sempre ottenere che l'ampiezza della tensione di comando del limitatore raggiunga automaticamente il valore necessario a condurre il funzionamento dei tubi in condizioni di sovraccarico. Ciò porta ad escludere la necessità di un eventuale regolatore manuale, al quale, per altro, si potrà eccezionalmente ricorrere soltanto nelle apparecchiature destinate a servizi particolarmente gravosi dal punto di vista della complessità del traffico e del carattere notevolmente diverso delle diverse trasmissioni a cui è destinato.

Riguardo poi all'ampiezza dello spettro acustico non si vedono assolutamente le ragioni per le quali ciò debba condurre a difficoltà di regolazione. Si tenga presente che questa affermazione è erroneamente giustificata dall'esistenza dei regolatori manuali di tono e di volume e dalla possibilità di incorrere in una regolazione non corretta di essi con conseguente alterazione di responso del riproduttore.

Trascurando l'azione del regolatore manuale di volume, perchè con esso la sensazione sonora ricevuta equivale in pratica ad avvicinare o ad allontanare la sorgente sonora, occorre esaminare la importanza e l'utilità del regolatore di tono. Premesso che la regolazione del tono è unicamente affidata alla sensibilità e anche all'educazione auditiva dell'ascoltatore, non si capisce invero perchè ciò debba condurre a errate interpretazioni. A parte il fatto che questo comando è parte integrante, da non poco, dei ricevitori per modulazione di ampiezza, risulta inesistente l'affermazione che l'ampiezza dello spettro acustico può condurre facilmente a una cattiva regolazione del comando al quale tale spettro si riferisce. Ciò perchè è ormai assodato dall'esperienza che disponendo di una tale regolazione, la sensazione sonora è sempre infallibilmente condotta nelle condizioni migliori. In un ricevitore per modulazione di frequenza, la regolazione non può avvenire in modo da alterare la qualità di riproduzione; la sensazione sonora deve necessariamente avvertire la differenza che passa fra la buona e la cattiva regolazione. E poi, se proprio non si vuole accettare una regolazione del tono per tema che ad

essa si accompagni un'educazione sonora alterata, perchè non ricorrere a un regolatore semifisso, atto cioè a compensare i soli fenomeni acustici del mobile e genericamente anche quelli dell'ambiente? Si avrebbe così una regolazione di massima in sede di collaudo che dovrebbe essere completata all'atto del collocamento del ricevitore. Il problema cioè esaminato non ha ragione di esistere, e se anche lo si vuol proprio ammettere, la soluzione è altrettanto semplice quanto immediata.

Veniamo ora alla critica delle ultime opinioni. Il *doctor subtilis* ci dice che occorrono due ricevitori, che le trasmissioni con modulazione di ampiezza sono regolari, numerosissime e che non esiste alcun servizio di radiodiffusione con modulazione di frequenza. In ultimo la necessità di un aereo di particolari caratteristiche e il costo dell'apparecchiatura che, si afferma, non è indifferente, ma superiore, e non di poco, al costo dei ricevitori per modulazione di ampiezza. Di queste affermazioni si può dire anzitutto che non tutte sono esatte e che molte non sono neppure attuali. Non è esatto asserire che occorrono due ricevitori. A suo tempo s'inizierà indubbiamente in Italia, come in ogni altra nazione che vanti un nome e una fama nel campo tecnico-scientifico, la costruzione di apparecchiature atte alla ricezione dei due sistemi di trasmissione. Si noti che, dal punto di vista del numero dei comandi, ciò comporta solo una semplice commutazione a due posizioni.

Il problema del costo verrà naturalmente risolto dalla produzione in serie e non potrà eccedere, se non di poco, il prezzo dei normali ricevitori, perchè la costituzione dei circuiti rimane pressochè la medesima.

Il fatto poi che non esiste un servizio regolare di radiodiffusione con modulazione di frequenza non può portare ad alcuna conclusione. Anche qui si deve considerare il momento attuale. E' facile prospettare un impiego futuro su larga scala delle trasmissioni con modulazione di frequenza. Non vi è alcun dubbio che ciò non debba avvenire, perchè è evidente che tutte le realizzazioni sono costantemente indirizzate verso il miglioramento e che un reale miglioramento è apportato dalle trasmissioni con modulazione di frequenza rispetto alle trasmissioni con modulazione di ampiezza. Con ciò, ripetiamo, è certo che il nuovo sistema pur non escludendo il sistema esistente, è certamente destinato a integrare il servizio attuale.

Infine vi è la questione dell'aereo. Esiste veramente il problema dell'aereo? Indubbiamente sì, ma non perchè la modulazione è affidata alla frequenza di trasmissione, bensì perchè il suo funzionamento è limitato alle onde metriche e decimetriche.

Il problema dell'aereo va cioè risolto col medesimo criterio adottato per le apparecchiature commerciali di radiovisione. Non è necessario ricorrere alle complicate realizzazioni riportate con dovizia di disegni e di descrizioni in molte pagine dell'odierna letteratura tecnica. Il problema dell'aereo non può essere certamente risolto nel modo adottato per i ricevitori con modulazione di ampiezza, e cioè con una semplicità tanto estrema da risultare spesso priva dei necessari caratteri tecnici. Per i ricevitori con modulazione di frequenza il problema dell'aereo può essere risolto soddisfacendo tanto le necessità tecniche quanto quelle relative all'istallazione. Premesso che di tale problema è mia intenzione intrattenermi prossimamente su queste pagine, resta comunque acquisito il fatto che le esigenze dell'aereo non raggiungono un carattere tale da ostacolare l'affermazione, ormai in atto, delle trasmissioni con modulazione di ampiezza.

Per tutti i problemi vale il galileiano « provare e riprovare », finchè la soluzione migliore non è conosciuta. Anche il problema dell'aereo ha trovato la sua soluzione migliore, la quale, ed è importante notarlo, comprende numerose e differenti realizzazioni. Ad esse altre se ne potranno aggiungere, ciascuna delle quali in grado di soddisfare le particolari esigenze dei diversi impianti.

Con ciò abbiamo esposto le nostre critiche alle numerose opinioni, non precisamente esatte, come si è visto, riguardanti le trasmissioni con modulazione di frequenza. Inutile dire che non vengono presi in esame i dubbi sulla possibilità o meno di realizzare tale sistema di modulazione a causa della variabilità della frequenza di trasmissione, o altre considerazioni. Nè citeremo per essi la storia delle trasmissioni con modulazione di frequenza, che può del resto ritrovarsi in tutta la letteratura tecnica dal 1936 in poi. Appunto a tale letteratura rimandiamo chi non avesse una chiara idea dei fenomeni in giuoco in queste trasmissioni. Più che alle memorie successive a quella dell'Armstrong (1) (maggio 1936) sarà bene rivedere anche gli elementi propedeutici e complementari delle radiocomunicazioni (2), non senza dimenticare gli studi del Travis (3), del Foster e Seeley (4) e del White (5), sul funzionamento e il progetto dei circuiti relativi al controllo automatico di frequenza.

In esse si troverà in gran parte la spiegazione dei fenomeni che si verificano nelle trasmissioni con modulazione di frequenza e la ragione delle particolari costituzione delle apparecchiature relative. ●

---

(1) Edwin Armstrong: *Proceedings of the IRE*. Maggio 1936 (pag. 896). Per le memorie successive si veda la completa indicazione bibliografica riportata nell'opera sulla « Modulazione di frequenza », di G. Termini, che già annunciata a suo tempo, sta ora per uscire, superando le notevoli difficoltà tipografiche attuali (Soc. Editrice « il Rostro », via Senato 24, Milano).

(2) Ad esempio tutta l'opera sulle radiocomunicazioni del Dr. Ing. Ernesto Montù (Hoepli) o quella del Prof. Ing. Dilda (« il Rostro » per il volume primo, e la « Libreria Editrice Universitaria Levrotto e Bella », di Torino, per il secondo volume.

(3) C. Travis: *Controllo automatico di frequenza. Proceedings of the IRE*. Ottobre 1935, pag. 1125.

(4) D. E. Foster, S. W. Seley: *Note sul funzionamento e il progetto dei circuiti relativi alla sintonizzazione automatica. Proceedings of the IRE*. Marzo 1937, pag. 269.

(5) S. Young White: *Progetto di un dispositivo per controllo automatico di frequenza*. « Electronics ». Settembre 1936, pag. 28.

IL MICROFONO ELETTRO-MAGNETICO

Ing. M. Della Rocca

Microfono elettromagnetico fabbricato dalla S. A. CESA - Milano

2500/5

Leggevamo recentemente in un articolo sui microfoni che il tipo elettromagnetico è poco diffuso.

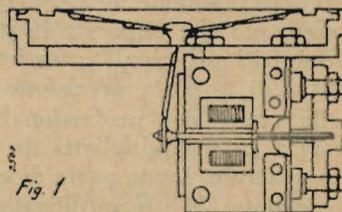
E' vero che il microfono elettromagnetico è poco conosciuto, ma che è poco diffuso, no. Basta solo l'impiego che se ne fa presso le Forze Armate, sia come microfono, sia come elemento reversibile nella telefonia campale per correggere tale affermazione. E ciò senza parlare degli usi civili, ove ogni giorno più esso si afferma.

Ed è proprio perchè poco conosciuto che noi vogliamo trattare oggi l'argomento, per diffonderlo nella massa dei dilettanti che troveranno in esso un istrumento efficiente e di modesto costo.

Prima di parlare del microfono elettromagnetico, crediamo opportuno parlare della capsula presa in se stessa come elemento reversibile per le comunicazioni, dato che il pricipio di realizzazione è sempre lo stesso.

Un'armatura meccanica mobile, connessa rigidamente ad una membrana, agisce in un campo elettromagnetico, variando il flusso prodotto da due magneti utilizzati a circuito chiuso su due espansioni polari. Questo è il principio informatore visibile chiaramente nella realizzazione illustrata in fig. 1.

La teoria di funzionamento, sia come microfono, che come ricevitore, è la stessa che informa i motori bilanciati dei riproduttori grammofonici e quelli dell'altoparlante elettromagnetico rispettivamente. Di essa facciamo grazia ai nostri lettori, dato che è facilmente reperibile in ogni trattato di elettro acustica. (Olson e Massa: *Applied Acoustics* - Blakinston, Filadelfia — C. Crescini: *Elettro acustica* - Hoepli, Milano).

Le qualità precipue di questo elemento elettromagnetico possono riassumersi come segue: gamma di frequenze trasmesse sufficientemente ampia e non inferiore alla massa dei comuni microfoni; uscita elevata che non richiede forti amplificazioni; valore di impedenza elevato, che evita l'uso di trasformatori di accoppiamento; eliminazione di ogni sorgente di energia esterna; dimensioni di ingombro ridotte; grande leggerezza e robustezza; completa reversibilità.

Questo elemento viene utilizzato come cuffia di ricezione, come microfono e ricevitore nei telefoni, come unità ricevente e trasmittente nei complessi a voce aperta, ed in realizzazioni speciali come laringofono, rivelatore di vibrazioni e di rumori, ecc.

Ma a noi interessa particolarmente il suo impiego come microfono ed è su tale uso che ci dilungheremo, dato che proprio in tale utilizzazione

noi riteniamo possa interessare enormemente, per il suo rendimento e per la sua qualità non certo inferiore alla maggior parte dei microfoni che si trovano in commercio.

Perchè un microfono sia perfetto deve possedere delle caratteristiche ben definite dalla tecnica odierna; caratteristiche che sono diventate di giorno in giorno più precise e più rigorose di mano in mano che il diffondersi delle radio diffusioni e delle registrazioni hanno aumentato le esigenze degli utenti.

rati con amplificazioni non sempre progettate per lo scopo.

Questa è stata una delle ragioni principali che ha portato ad un vasto impiego del microfono piezo elettrico, da tutti conosciuto e che rappresenta il massimo di quanto si possa in semplicità ed efficienza dal punto di vista accoppiamento di utilizzazione.

Il microfono elettromagnetico è fra quelli che risponde a tutte queste caratteristiche. Infatti, generalmente sono costruiti con impedenza elevata

Principalmente essi debbono avere: una buona caratteristica di frequenza, cioè sensibilità uniforme o quasi entro i limiti della udibilità e della gamma di trasmissione; assenza di rumore di fondo o per lo meno rapporto tensione utile di uscita tensione rumore molto elevato; tendenza nulla o quasi alle distorsioni non lineari; effetto il più possibile direzionale.

Con questi dati abbiamo definito il microfono ideale. Un elemento che risponda in pieno a questi quattro requisiti principali è un istrumento di grande qualità, di assoluta precisione che si colloca già nella classe dei professionali ed il cui prezzo si aggira su varii biglietti da mille. Tali microfoni, in generale, fanno parte di apparecchiature che dispongono di preamplificatori e quindi ad essi non viene richiesta una potenza di uscita tale da poter pilotare un amplificatore, nè una impedenza di adattamento che possa evitare l'uso e l'impiego di trasformatori di accoppiamento, che rappresentano — quasi sempre — dei piccoli apparecchi di precisione, in vista delle caratteristiche che ad essi vengono richieste.

Nella pratica comune, per gli usi non professionali, al microfono non si richiedono in maniera assoluta tutte le caratteristiche che abbiamo elencate, ma è sufficiente che tali caratteristiche siano mantenute ad un livello di efficienza da permetterne l'impiego, mentre invece quelle di facile e semplice adattamento al circuito di amplificazione sono richieste, allo scopo di eliminare quanto più possibile distorsioni dovute ad accoppiamenti er-

($14 \div 15.000$ ohm) ed è possibile quindi connetterli direttamente fra griglia e massa di un comune sistema di amplificazione senza trasformatori intermedi; inoltre la sua uscita è tale che si può fare a meno del preamplificatore.

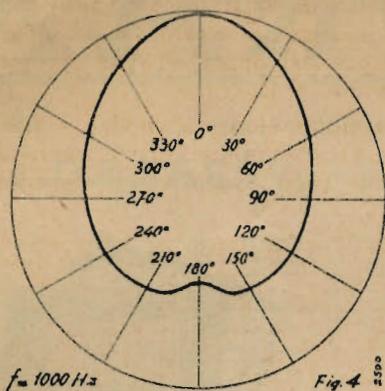
Se esaminiamo la curva di fig. 2, che è quella tratta da un microfono elettromagnetico del tipo illustrato nella fotografia di fig. 3, noi potremo renderci conto che anche la caratteristica di frequenza di questo microfono è quanto di più buono possa desiderarsi per l'uso comune.

La risposta fra 100 e 700 Hz non è lineare a $\pm$ 3 db come si richiede ai microfoni ad alta fedeltà; ma la gamma è coperta tutta benchè presenti picchi ed avvallamenti di cui uno di una certa importanza.

Se però noi scorriamo la letteratura esistente sui microfoni e compariamo la nostra curva con quelle ottenute dai microfoni a carbone, dinamici e piezo elettrici di costruzione corrente, noi troveremo che pregi e difetti si bilanciano e forse la nostra curva è in vantaggio su quelle degli altri tipi elencati.

Con questo tipo di microfono, sia esso di costruzione corrente od accuratissima, la linearità entro i limiti indicati di $\pm$ 3 db, non è ottenibile dato che le forze meccaniche sviluppate sono dipendenti dalla frequenza della forza eccitante il sistema. L'effetto è chiaramente rivelabile dal picco che si nota intorno ai 1100 Hz., che dipende dalla frequenza propria di risonanza di tutto il complesso vibrante.

Questo picco essendo molto ristretto non è molto nocivo alla fedeltà di trasmissione; ma se possibile è sempre utile eliminarlo con uno dei tanti sistemi di filtri in uso.

Fig. 4

Per il restante della curva picchi ed avvallamenti non sono di ampiezza tale da rendere la riproduzione poco fedele, possiamo anzi dire che fra 300 e 6000 Hz. la gamma trasmessa è quanto di meglio possa ottenersi con mezzi tanto semplici e sicuri.

Circa le caratteristiche di direzionalità, questo tipo di microfono non ha nulla di speciale; il cardioide risultante, fig. 4, è quello che si può ottenere da un comune microfono a pressione di dimensioni ridotte. L'effetto di attenuazione per suoni provenienti non dall'asse del microfrono non è tale da pregiudicare la fedeltà del complesso, così come si può vedere dalle curve di fig. 5; beninteso fino ad un angolo di 60÷70°, dato che solo a 90° noi constatiamo un'attenuazione rilevante su tutta la gamma partente dagli 800 Hz.

La sensibilità di questo microfono è molto elevata; mediamente notiamo dalla curva di fig. 5 una uscita di 70 mV, rapportata ad una pressione sonora di un baria/V.

Tale alto livello di sensibilità, oltre al fatto di permetterne l'uso con una piccola amplificazione mantiene elevato il rapporto tensione utile — rumore di fondo. Possiamo anzi affermare che i rumori di fondo saranno solo quelli dovuti all'amplificazione, dato che il microfono di per se stesso, privo di trasformatori di accoppiamento e di tensioni di eccitazione come è, non ha rumore di fondo nè produce ronzii per accoppiamenti induttivi.

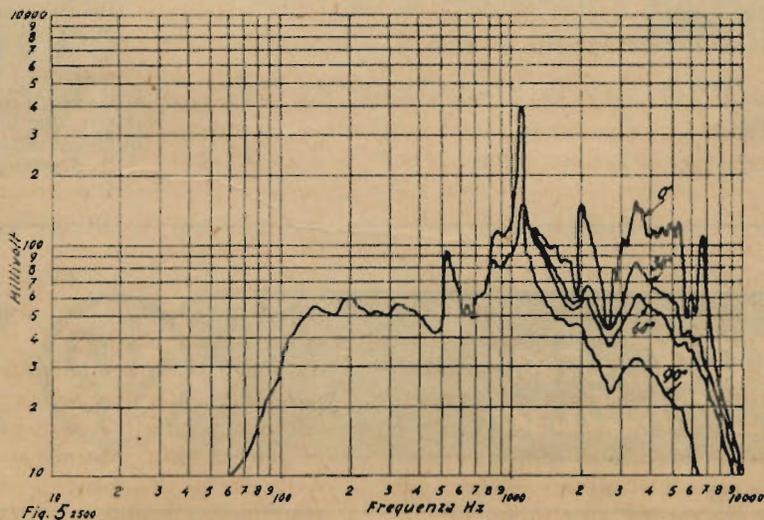
Per ciò che concerne le distorsioni non lineari il microfono elettromagnetico ne è esente. Sappiamo, d'altronde, che questo tipo di distorsione è caratteristico dei microfoni a carbone e che ben difficilmente si incontra in altri tipi.

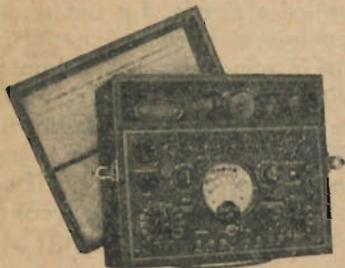
Dicevamo poco avanti che il microfono elettromagnetico è semplice e sicuro. La sua semplicità oltre che nel principio si riscontra in particolare nell'impiego. Anzi diremo che è nell'impiego la sua vera semplicità, perchè è uno dei pochi microfoni adattabile alla griglia dello stadio di pilotaggio dell'amplificatore senza l'ausilio di trasformatori, resistenze di fuga, capacità, ecc. Il cavetto schermato di collegamento può da pochi metri raggiungere i 15 m. senza che una caduta apprezzabile si produca.

La sua sicurezza di esercizio sta nel fatto che la costruzione è robusta ed inderogabile perchè non vi sono parti alterabili nel tempo nè agli agenti atmosferici. Misure effettuate con temperature variate fra 0° e 50° C. non hanno dato differenze apprezzabili nella risposta di fedeltà e nella sensibilità; ugualmente stabile si è dimostrata la risposta con variazioni di umidità che han raggiunto anche il 99 % relativo.

Unico punto debole di questo tipo di microfono è la risposta nelle frequenze basse al disotto dei 200 Hz. Ma al disotto della risonanza propria del complesso è noto che il sistema vien controllato dalla reattanza di rigidità e quindi la velocità di spostamento diviene proporzionale alla frequenza invece che al quadrato di essa, come sarebbe desiderabile per ottenere una sensibilità costante. Ma neanche questo può chiamarsi inconveniente giacchè lo si può ovviare con opportune correzioni all'amplificatore, per quanto nella pratica tale deficienza non è fra quelle che pregiudicano il risultato finale.

●

Fig. 5

STRUMENTI DI MISURA VORAX

VORAX S.O. 105

Misuratore universale provavalvole. Misure in continua ed alternata.

VORAX S.O. 120

Oscillatore modulato in alternata. (Brevettato)

VORAX S.O. 70

OSCILLOGRAFO A RAGGI CATODICI
il più pratico
il più perfezionato
il più rapido

VORAX S.O. 130

IL CAPACIMETRO OHMETRO IDEALE

VORAX S.O. 107

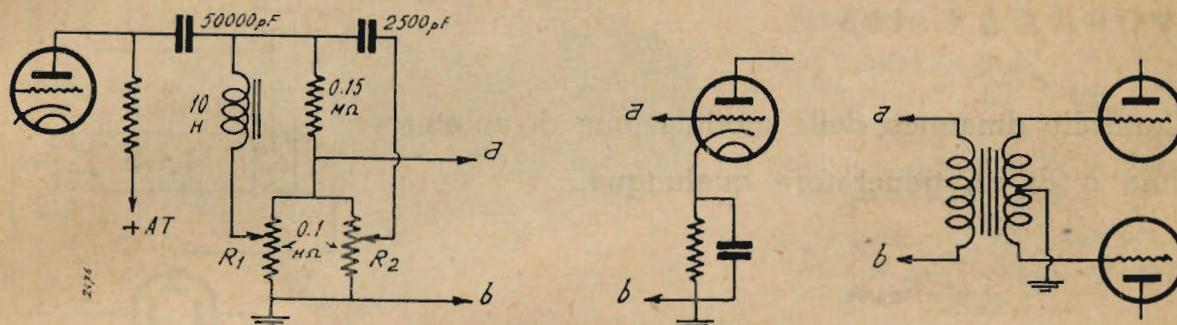
L'ANALIZZATORE - "punto per punto„ che permette di rilevare qualsiasi difetto senza togliere il telaio dal mobile.

Viale Piave, 14

Telefono 24.405

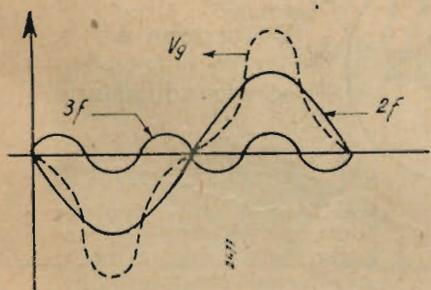
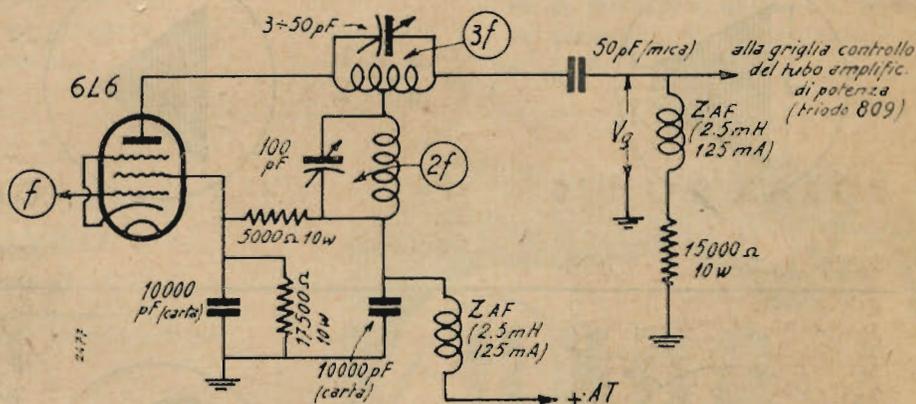
Prontuario schematico per costruttori

a cura di G. Termini per. ind. rad.

(VIII) Un circuito di compensazione del tono.

Stadio preamplificatore di tensione BF
R1, per il controllo delle note basse.
R2, " " " " alte.

Stadi finali di potenza

(IX)

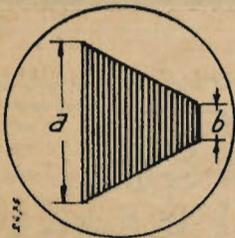
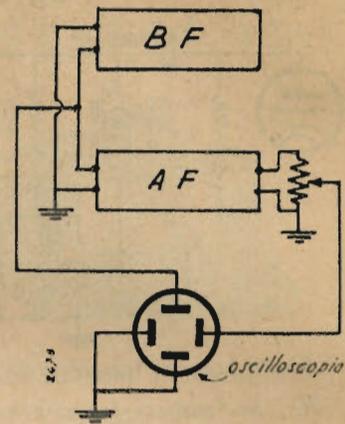
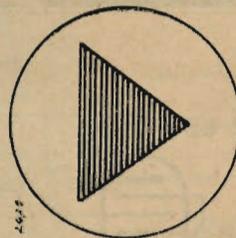
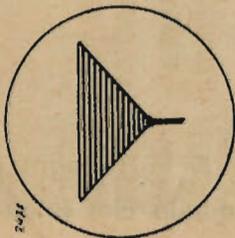
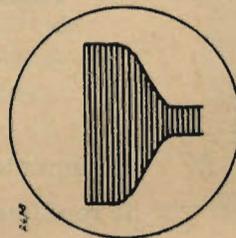
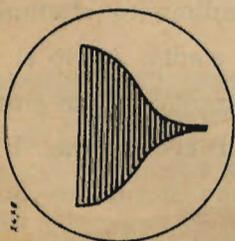
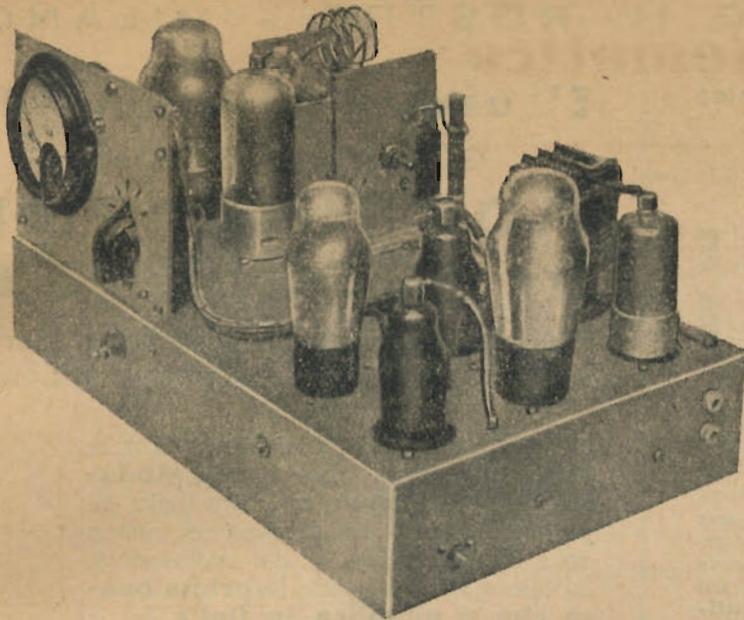
Per aumentare il rendimento di uno stadio duplicatore di frequenza.

L'aumento di rendimento è del 25%. In ogni caso il rendimento non è inferiore a quello che si ottiene con un amplificatore di classe C.

Nei circuiti duplicatori di frequenza si ha un aumento del rendimento effettuando un aumento di ampiezza della tensione ad A. F., di uscita dallo stadio. A ciò si perviene adottando sul circuito anodico dello stadio duplicatore di frequenza un circuito accordato sulla terza armonica della frequenza fondamentale di eccitazione. L'ampiezza della tensione risultante è quindi maggiore di quella che si ottiene accordando il circuito anodico sulla sola frequenza di duplicazione.

Prontuario schematico per costruttori

a cura di
G. Termini per. ind. rad.

(X)

Controllo dinamico della modulazione di un'eterodina o di un generatore qualunque.

$$m.\ \% = \frac{a - b}{a + b}$$

Eccesso di B F
(sovramodulazione)

m. = 100 %

Distorsione e
sovramodulazione

Saturazione per tensione anodica insufficiente dell'eterodina.

L'assoluta mancanza di spazio ci impedisce di pubblicare in questo numero la già annunziata descrizione del
TRASMETTITORE MODULATO DI FREQUENZA per microfono piezoelettrico a doppia cellula,
del quale diamo la fotografia d'insieme.

Rimandiamo i lettori al prossimo fascicolo ed intanto diamo le caratteristiche elettriche.

Frequenza di funzionamento, 44 MHz.

Deviazione massima di frequenza, + e − 75 kHz.

Indice di modulazione, 5.

Resa con aereo fittizio equivalente, ~ 12 Watt.

Modulazione diretta di frequenza ad elevata stabilità mediante una coppia simmetrica di tubi di reattanza.

Stadi duplicatori di frequenza con pentodi tipo 6R. GT. e con tetrodo a fascio 6V6 G.

Stadio amplificatore di potenza con tetrodo a fascio 6TP.

Modulatore per microfono piezoelettrico ad alta fedeltà, con stadio invertitore di fase.

Tensione massima di alimentazione, 600 Volt.

Intensità di corrente anodica dell'amplificatore di potenza, 130 ÷ 150 mA.

Dispositivo di accordo dell'amplificatore di potenza e dell'aereo in duplice posizione di 1/2 potenza e di 1 potenza.

SOCIETÀ EDITRICE IL ROSTRO - MILANO

Finalmente un volume di Radiotecnica alla portata di tutti!

È uscito il nuovo volume:

TRASMISSIONE E RICEZIONE

dell'Ing. GIUSEPPE GAIANI

Richiamiamo l'attenzione dei nostri lettori sulla nuova opera dell'Ing. Gaiani pubblicata in questi giorni. L'autore si è prefisso di ottenere con questo libro, non tanto lo scopo di dare alla stampa un'opera dedicata agli studiosi profondi dei problemi radiotecnici, quanto quello di colmare una lacuna nella letteratura del ramo, che finora difetta di **un testo elementare e nel contempo scientifico** riguardante questa materia altrettanto facile quanto interessante.

Egli ha usato nella sua compilazione un metodo didattico che ha potuto constatare, nella sua lunga pratica quale Direttore dei corsi di radiotecnica del Genio, particolarmente profittevole nell'eddestramento dei giovani genieri.

Quest'opera è stata scritta per coloro che, possedendo i principi elementari di scienze matematiche e di calcolo, desiderano iniziarsi allo studio della radiotecnica.

Essa è formata da una prima parte che tratta di elettrotecnica generale, scevra di tutti quei passi che non interessano da vicino il ramo radiotecnico, e che, come tali esorbitano dal suo campo di azione. Lo studio ne è risultato snellito, e particolarmente facilitata ne è riuscita la comprensibilità.

Il criterio seguito per introdurre il lettore nello studio particolare del fenomeno, è quello dell'osservazione analitica dell'aspetto fisico di esso, per passare poi all'interpretazione della formula ad esso attinente che si suppone nota, e che serve a rendere in forma concreta ciò che era concettualmente acquisito ed assimilato dalla sua mente.

La seconda parte è interamente dedicata allo **studio completo della tecnica della radioricezione e radiotrasmissione.** I vari argomenti sono stati trattati seguendo un ordine cronologico **tale da introdurre man mano e senza difficoltà il lettore allo sudio particolare dei vari rami tecnici.**

Seguono infatti nell'ordine: i capitoli trattanti: il circuito oscillante. I tubi elettronici, gli apparati trasmittenti, gli aerei, gli apparati riceventi.

Il testo è stato corredato di circa 200 schemi elettrici e di dati tabellari e tecnici che, illustrando le singole parti degli apparati **permettono non solo la realizzazione di tutti gli apparecchi descritti, ma anche, eventualmente, il progetto e la messa a punto di ogni altro complesso tecnico, tanto ricevente che trasmittente.**

Il nome e la lunga esperienza dell'autore, sono sicura garanzia del successo che certamente otterrà questa pubblicazione che incontrerà senza dubbio il favore di numerosissimi lettori, studiosi del ramo, desiderosi di iniziarsi alla tecnica delle radio-costruzioni.

Il volume è in vendita a LIRE 34.—

E' uscito il volume di

GIUSEPPE TERMINI

MODULAZIONE DI FREQUENZA

(Note sui principi di funzionamento e loro applicazione nelle radiocomunicazioni)

Nello studio e nelle realizzazioni tecniche degli ultmi tempi, il sistema della **Modulazione di frequenza** è tra i più importanti e significativi ritrovati nel campo delle comunicazioni e del radiovedere. Su tale materia è questa **la prima opera che si pubblica in Italia** ed in essa l'autore, noto esperimentatore, insegnante di radiotecnica e di apparati, ha svolto l'argomento con bella chiarezza e lucidità di trattazione, dando al libro, per le numerosissime realizzazioni pratiche ivi indicate, un carattere informativo concreto di non dubbio valore. Questa nuova pubblicazione risulta composta di 3 parti.

Nella prima, vengono trattati ampiamente **i principi di funzionamento** sulla modulazione di ampiezza e modulazione di frequenza, i fenomeni relativi ed i vantaggi, con dati di confronto fra i 2 sistemi

La seconda **"Trasmissione,,** illustra come si ottiene la modulazione di frequenza, la teoria dei tubi a reattanza e loro applicazione, la costituzione dei circuiti tipici, il problema della stabilità di funzionamento, la modulazione di fase, ecc. e termina con alcune conclusioni dalle quali si deducono le leggi fondamentali che dominano il problema della trasmissione e ricezione con M. di F.

La terza, **"ricezione,,** spiega la costituzione generica di un ricevitore, esamina gli stadi del ricevitore dal punto di vista del funzionamento e della costituzione tipica, tratta dell'amplificazione di alta frequenza, della conversione di frequenza, della frequenza intermedia, del limitatore, del discriminatore rivelatore, della regolazione automatica di sensibilità e circuiti tipici di controllo automatico, dell'allineamento e messa a punto di un ricevitore, con indicazioni sperimentali e considerazioni sulla verifica dinamica ed il tracciamento dei grafici di comportamento dei singoli circuiti.

Conclude l'opera un notevole **indice bibliografico** che si riferisce a 95 opere tra le più significative pubblicate dal 1927 ai nostri giorni.

Il volume di pag. 152 con 56 illustr. è in vendita a L. 26.

Richiederli alla nostra Amministrazione

RADIOMARELLI
MOD. 8A05

Caratteristiche elettriche e meccaniche

Limiti di gamma Corte 1	da 16 a 29 m.	
» » » » 2	» 29 » 50 »	
» » » Medie 1	» 190 » 330 »	
» » » » 2	» 330 » 590 »	
Media frequenza	470 KHz.	

Valvole

6A8 Gt	Mescolatrice oscillatrice
6K7 Gt	Amplificatrice di MF
6Q7 Gt	Rivelatrice amplificatrice di BF e controllo automatico di sensibilità
6V6 G	Amplificatrice di potenza
5Y3 G	Raddrizzatrice
Rd 80/881	Lampadine per scala 6.5 V. - 0.2 A.

Potenza di uscita — Indistorta 3W.
» » » — Massima 4.5W.

Altoparlante elettrodinamico bobina mobile R = 2 ohm
Consumo (160 V. 42 per.) 0.4 A.
Alimentazione da 100 a 220 V.; da 42 a 100 Hz.

Dimensioni

Lunghezza	cm. 53
Altezza	» 35
Larghezza	» 33
Peso	Kg. 12

R. Serra

Sull'alimentazione dei ricevitori dalle reti di distribuzione a corrente alternata

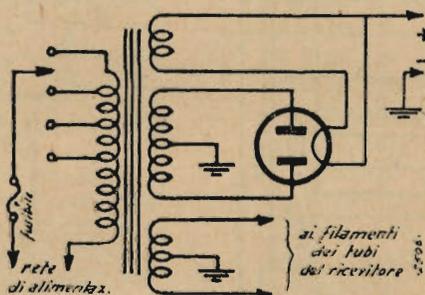
2506/1 Continuaz. vedi N. 1 - 2.

Trattando nello studio precedente del comportamento dei tubi rettificatori, abbiamo detto che il valore massimo della corrente rettificata è in relazione alle caratteristiche del carico e alla costituzione del circuito di livellamento adottato. Ne parleremo diffusamente più avanti e precisamente quando tratteremo dei circuiti di livellamento. Ora occorre osservare che il tubo determina una caduta di tensione, proporzionale, naturalmente, al valore della corrente che vi circola. Quindi, se la corrente nel circuito di utilizzazione assume dei valori particolarmente elevati (condizioni di sovraccarico), la caduta di tensione che si determina entro lo spazio catodo-placca è notevole, per cui la tensione ai capi del carico diminuisce e diminuisce anche, di conseguenza, l'intensità della corrente che vi circola. Risultano così evitati gli effetti degenerativi che si verificano durante il funzionamento in condizioni di sovraccarico.

Il circuito rettificatore è formato da un tubo elettronico biplacca per il raddrizzamento delle due semionde della corrente alternata, e da un trasformatore nel quale si immette la tensione della rete di distribuzione e si ottengono all'uscita le tensioni necessarie all'alimentazione del tubo raddrizzatore e dei filamenti di tutti gli altri tubi del ricevitore.

Il trasformatore di alimentazione è dunque costituito dai seguenti avvolgimenti:

— un primario, generalmente del tipo a prese multiple per l'adattamento alle diverse tensioni con cui si effettua la distribuzione dell'energia elettrica;
— un secondario con presa al centro, dal quale si ricava l'alta tensione di alimentazione per gli anodi del tubo raddrizzatore;
— un secondario per l'alimentazione del filamento del tubo raddrizzatore;
— un secondario per l'alimentazione dei filamenti dei tubi del ricevitore.

Lo schema elettrico di principio di un circuito rettificatore è riportato nella fig. 1. Dall'uscita del circuito raddrizzatore si entra nel circuito filtro dal quale si ottiene la tensione continua per l'alimentazione anodica e di griglia schermo dei tubi del ricevitore. Il circuito filtro o di livellamento ha dunque il compito di trasformare la corrente unidirezionale erogata dai normali generatori di corrente continua (pile o accumulatori, dinamo, ecc.).

I circuiti di livellamento sono essenzialmente costituiti da capacità e da induttanze cioè da condensatori e da impedenze. Per comprendere il comportamento e l'azione di ciascun elemento è sufficiente ricordare che l'impedenza e il condensatore immagazzinano l'energia elettrica durante il tempo in cui la corrente raddrizzata passa dal valore nullo al valore massimo, mentre restituiscono l'energia accumulata nell'istante successivo e cioè quando la corrente raddrizzata diminuisce fino ad annullarsi.

Percorrendo l'impedenza, la corrente rettificata determina un campo elettromagnetico, il quale crea a sua volta la necessaria restituzione di energia. Altrettanto si verifica nel condensatore, il cui dielettrico ha il compito d'immagazzinare prima e restituire successivamente l'energia ricevuta.

All'uscita del circuito di livellamento si ottiene una tensione continua che è normalmente accompagnata da una componente variabile, dovuta all'azione non assoluta di livellamento del filtro. Il rapporto fra il valore massimo della componente alternata e il valore della tensione continua esistente all'uscita del filtro, è normalmente espresso in « per cento » e rappresenta un coefficiente di qualità della rete di livellamento. In un ricevitore di alta classe, nel quale cioè si vuole ottenere una notevole stabilità di funzionamento e si vuole inoltre ridurre al minimo il livello dei rumori introdotti dal circuito di alimentazione, è conveniente che il rapporto non superi il 0,25 %.

In altri casi potrà accettarsi un coefficiente di merito non superiore all'1 %.

Riguardo al comportamento del circuito di livellamento è da tener presente la frequenza della corrente di alimentazione del filtro. E' agevole dedurre che i valori dell'induttanza e della capacità sono inversamente proporzionali alla frequenza della corrente di alimentazione. Aumentando la frequenza della corrente rettificata (o ciò che è quanto dire la frequenza della rete di alimentazione) diminuisce la quantità di energia che si richiede venga accumulata dal condensatore e dall'induttanza. Il valore di tali elementi diminuisce quanto più è elevata la frequenza della corrente rettificata.

Quando la frequenza della rete di alimentazione è di 42 periodi e la rettificazione viene condotta in modo da raddrizzare le due semionde, la corrente rettificata ha una frequenza di 84 semialternanze.

Con una frequenza rete di 120 periodi si ha invece una corrente rettificata a frequenza di 240 periodi.

In queste note tratteremo esclusivamente dell'alimentazione dei ricevitori dalle reti di distribuzione aventi una frequenza compresa

fra 40 e 60 periodi al secondo, perchè la distribuzione dell'energia elettrica avviene entro questi valori di frequenza.

Prima d'iniziare lo studio del circuito di spianamento, è opportuno esaminare le relazioni che esistono fra il valore della tensione all'uscita del filtro, nel duplice caso che esso sia o no collegato a un circuito di utilizzazione. Quando il circuito di alimentazione passa dalle condizioni, per così dire, di riposo alle condizioni di lavoro e cioè quando l'uscita del filtro è collegata al circuito di utilizzazione, l'intensità della corrente che circola nel circuito di rettificazione e di livellamento, inizia dal valore nullo e aumenta fino a raggiungere il valore massimo. Di conseguenza si verifica una caduta di tensione ai capi dell'induttanza del circuito filtro e ai capi del secondario *AT* del trasformatore di alimentazione, che riduce il valore della tensione esistente ai capi del filtro. Aumentando il carico e cioè l'intensità di corrente nel circuito di utilizzazione aumentano pure le cadute di tensione esaminate, per cui si ha un ulteriore abbassamento della tensione di uscita del filtro.

Notevole significato assume la determinazione della tensione esistente all'uscita del filtro, effettuata nel duplice caso che risulti collegato o no un circuito di utilizzazione. Per le ragioni esposte in precedenza si verifica una variazione di tensione che è in relazione all'intensità della corrente che si stabilisce nel circuito di utilizzazione e anche dalle caratteristiche elettriche del circuito di raddrizzamento e di spianamento adottato.

In altri termini ciò significa che la tensione all'uscita del filtro assume un valore differente passando dalle condizioni di riposo alle condizioni di lavoro. Il rapporto fra la differenza delle due tensioni e la tensione esistente quando la rete di livellamento non è collegata al circuito di utilizzazione, assume un significato notevole per il comportamento del circuito e si definisce *regolazione di tensione*. Se così ad esempio la tensione all'uscita del filtro a circuito aperto è di 350 Volt, mentre raggiunge 250 Volt quando vi si collega un circuito di utilizzazione, si ha una regolazione di tensione determinata dal rapporto:

$$\frac{350 - 250}{350} = 0{,}28, \text{ e cioè}$$

esprimendo in « per cento », si ha una regolazione di tensione uguale al 28 %.

Agli effetti pratici la regolazione di tensione può raggiungere anche il 50 %. Ciò significa che all'uscita del filtro la tensione ottenuta a circuito aperto è esattamente il doppio di quella che si determina quando vi si collega il circuito di utilizzazione. Riguardo al funzionamento dei ricevitori è evidente la necessità di mantenere a un valore assai basso la regolazione percentuale di tensione.

La frequenza di funzionamento del generatore locale è infatti in relazione al valore della tensione anodica di alimentazione, per cui è conveniente mantenere la regolazione di tensione a non oltre il 10 %. Se quindi si ammette una tensione di alimentazione al circuito di utilizzazione di 250 Volt, la tensione a circuito aperto non deve essere superiore a 280 Volt.

Tratteremo nel prossimo studio della costituzione e del calcolo dei circuiti di spianamento.

(*Continua*)

VARIETÀ

Misuratore portatile dell'intensità di campo creato dalle trasmittenti di televisione.

Anche per le trasmissioni di televisione, così come si fa normalmente per le trasmissioni radio circolari, è importante conoscere il diagramma di distribuzione del campo magnetico nell'intorno dell'antenna trasmittente ed in modo particolare a grande distanza da questa.

Gli usuali misuratori di campo uusati per le trasmissioni del suono non si prestano a questo scopo poichè essi basano la misura sulla intensità di una onda portante, mentre nella trasmissione di televisione la portante, essendo modulata asimmetricamente, non può dare una misura esatta del campo. E precisamente l'intensità del campo dipende dalla superficie dell'immagine trasmessa; inoltre negli intervalli tra una immagine e l'altra vengono trasmessi solo i segnali ad impulso per la sincronizzazione, ed in questi intervalli l'energia trasmessa è circa un terzo di quella corrispondente ai punti maggiormente illuminati dell'immagine.

Secondo un articolo di Schuster, nella « Hausmitteilung der Fernseh G.m.b.H. » (vol. II, 1942, n. 4) è stato creato un adatto misuratore per poter confrontare tra loro le intensità del campo prodotto dalle varie trasmittenti di televisione.

Con esso si misurano precisamente le tensioni presenti nelle antenne riceventi; se le caratteristiche di queste sono note, si risale facilmente al valore assoluto del campo. L'apparecchio è costituito essenzialmente da un sensibilissimo ricevitore televisivo con entrata per cavo schermato di 140 Ohm di impedenza. L'uscita dell'apparecchio è collegata ad un tubo a raggi catodici, al quale si trova applicata anche una tensione a denti di sega. Il ricevitore è costituito da uno stadio amplificatore in alta frequenza, uno stadio convertitore, tre stadi in media frequenza, un rivelatore ed uno stadio di bassa frequenza. La amplificazione globale è regolabile e tarata; essa viene messa a punto con l'aiuto di un oscillatore ausiliario incorporato e riferendosi ad una sagoma applicata al tubo a raggi catodici.

I comandi sono tutti relativi all'amplificazione: uno di essi è graduato e dalla sua posizione, attraverso una curva di taratura, si risale alla tensione presente in antenna. Sono previsti i normali comandi per la messa a punto del tubo catodico.

L'apparecchio è contenuto in due cofani: il primo del peso di Kg. 9,5 contiene il ricevitore propriamente detto, il secondo, del peso di Kg. 14, contiene l'alimentatore che può essere collegato alla rete monofase di 220 volt. Il consumo è di 90 w.

(*Da Radio Helios*)

L'impiego dell'antenna a quadro nei ricevitori moderni.

L'uso delle antenne a telaio ritorna in auge come conseguenza della elevatissima sensibilità che si riesce ad ottenere dai moderni ricevitori radio. L'antenna a telaio ha, rispetto all'antenna esterna, vantaggi ovvii derivanti dalle sue piccole dimensioni e dalla sua facile trasportabilità. D'altra parte tutte le antenne capacitive incorporate nel ricevitore ed usate su vasta scala con i moderni ricevitori hanno di fronte al telaio un grave inconveniente: quello di captare con facilità i disturbi.

Nel caso di ricevitori alimentati a corrente continua con batterie, l'impiego del telaio non offre nessuna difficoltà; nel caso invece di ricevitori alimentati dalle reti di illuminazione si produce il cosidetto « effetto antenna » che da una parte riduce l'effetto direzionale del telaio, ma dall'altra aumenta la sensibilità dell'apparecchio alle perturbazioni locali. Perciò speciali precauzioni debbono essere prese per combattere nei ricevitori l'effetto antenna.

A tale scopo i più importanti sistemi da adottare sono:

1) la costruzione simmetrica del circuito di ingresso;

2) lo schermaggio accurato;

3) la riduzione del numero delle spire del telaio.

Uno studio accurato su questo argomento è stato eseguito da P. Cornelius il quale espone teoria e risultati in un suo articolo apparso sulla Rivista Tecnica Philips (marzo 1942). Secondo tale autore il terzo sistema ha dato i più soddisfacenti risultati. Le prove pratiche sono state eseguite con un ricevitore a cambiamento di frequenza avente uno statdio amplificatore di alta frequenza. Il telaio è costituito da una unica spira collegata al ricevitore mediante un trasformatore il cui secondario collegato ad un condensatore variabile viene usato come induttanza del primo circuito di sintonia. Il telaio è costituito da un robusto rettangolo ed è collegato meccanicamente al lato del ricevitore in modo tale da poter essere girato facilmente per sfruttarne la direttività. Non volendo usufruire di questa caratteristica, il telaio viene ribaltato posteriormente ed in tale posizione rimane nascosto dal ricevitore.

Difficoltà non lievi sono state incontrate nella realizzazione del trasformatore di accoppiamento del telaio, sopratutto per le sue perdite che non solo diminuiscono la sensibilità del ricevitore ma riducono anche il rapporto segnale/fruscio. Considerando che il ricevitore possiede una grande sensibilità il trasformatore è stato studiato e dimensionato in vista di un favorevole valore del rapporto segnale/fruscio. Nel passare dalla gamma delle onde medie a quella delle onde lunghe il trasformatore viene sostituito da un altro avente il valore appropriato dell'induttanza secondaria. Per la gamma delle onde corte il trasformatore è staccato ed il telaio funge da induttanza di accordo.

(Da Radio Helios)

DALL'AEREO ALL'ALTOPARLANTE

Come funziona un radioricevitore

G. Coppa

Siamo così giunti alla conoscenza dei principi di funzionamento sui quali si basano i ricevitori più complessi. E' però necessario prima di procedere oltre chi ci segue offra la massima attenzione al contenuto della puntata precedente che deve essere non oggetto di semplice lettura ma di attentissimo studio.

Ora si tratta di prendere in considerazione tutti gli elementi che differenziano il ricevitore supereterodina moderno dal ricevitore omonimo di tre lustri più anziano quale può essere quello della fig. 2 di pag. 30 (numero precedente).

Noi abbiamo già fatta la conoscenza con valvole a più elettrodi quali i « tetrodi » e i « pentodi ».

Ricordiamo che le « schermate » o più propriamente i tetrodi sono valvole che, pur non differendo sostanzialmente come funzionamento dai triodi, presentano un elettrodo in più, detto griglia schermo, la cui funzione è di impedire ritorni di energia dalla placca della valvola alla griglia della medesima nell'interno del bulbo, per via elettrostatica. Questo elettrodo ausiliario si trova disposto fra la placca e la griglia, e, data la particolare disposizione degli elettrodi (che consente una amplificazione molto alta) e la opportunità di mantenere costante la corrente elettronica emessa dal catodo indipendentemente dai potenziali istantanei della placca, è mantenuto ad un potenziale positivo costante di poco inferiore a quello di placca.

Il pentodo ha ancora un elettrodo più del tetrodo; si tratta di un'altra griglia detta griglia « soppressore » o « freno » collocata fra la griglia schermo e la placca e collegata elettricamente al catodo della valvola.

Lo scopo di questa nuova griglia è di frenare gli elettroni alla uscita dalla griglia schermo in modo che quando questi investono la placca non rimbalzino nuovamente verso la griglia pilota.

Quando il ricevitore è alimentato con corrente alternata (o più precisamente dalla corrente ricavata da un alimentatore) per formare la tensione positiva alla griglia schermo (che è presente tanto nei tetrodi che nei pentodi) si provvede a collegare questa al positivo anodico massimo attraverso una resistenza di adeguato valore.

Per questa ragione il circuito tipico di inserzione dei tetrodi e dei pentodi è quello illustrato rispettivamente dalle figure 1 A e 1 B. Quando si tratti di pentodi finali la griglia schermo viene collegata direttamente al positivo anodico massimo (fig. 1 C).

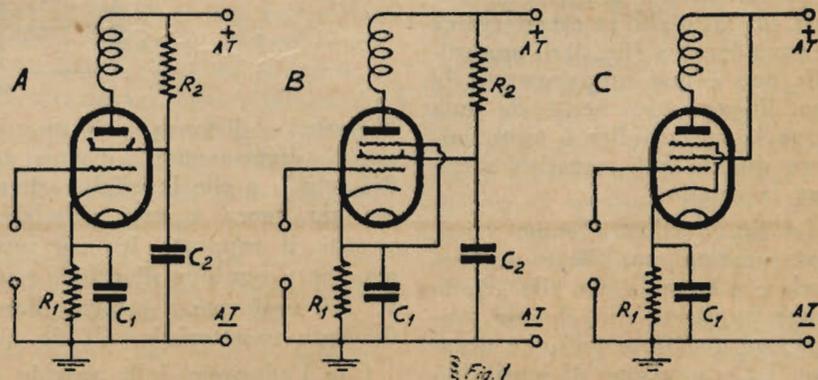
Lo scopo del condensatore C_2 è di convogliare verso massa o verso catodo tutte le componenti alternate presenti sulla griglia schermo per effetto elettrostatico e principalmente per effetto elettronico o, in termini più comprensibili, per stabilizzare la tensione di questo elettrodo rendendolo insensibile alle variazioni di corrente e di tensione degli altri elettrodi.

E' intuitivo che C_2 deve essere una capacità di valore relativamente elevato, tanto maggiore quanto più bassa è la frequenza che si vuole amplificare.

Dopo questa succinta spiegazione è facilmente intuibile come vada trasformato il ricevitore illustrato in fig.2 a pag. 30 se si sostituiscono i pentodi ai triodi. La sostituzione non si estenderebbe però al triodo dell'oscillatore locale perchè non offrirebbe alcun vantaggio.

Anche così modificato il ricevitore non sarebbe alieno da gravi inconvenienti. Il più evidente di questi è rappresentato dall'« ingolfamento » per sovraccarico quando si sintonizza l'apparecchio su di una ricezione potente. In queste condizioni la ricezione diviene nulla quando il ricevitore è perfettamente accordato sulla stazione e si sente invece in due punti disposti sistematicamente sul quadrante rispetto al punto di accordo.

La causa di questo comportamento è che il segnale essendo troppo ampio sovraccaria le val-

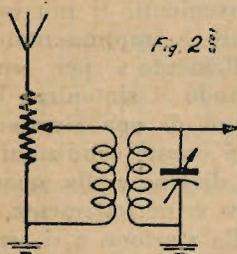
Fig. 1

vole, specialmente le ultime interdicendone il funzionamento.

Per eliminare questo inconveniente furono escogitati vari accorgimenti miranti per lo più a ridurre la sensibilità del ricevitore o riducendo l'ampiezza del segnale proveniente dalla antenna o riducedo l'amplificazione delle prime valvole.

In un primo tempo questi dispositivi erano comandati manualmente (ossia si regolavano a mano ogni volta che se ne presentava la necessità) successivamente essi furono resi automatici.

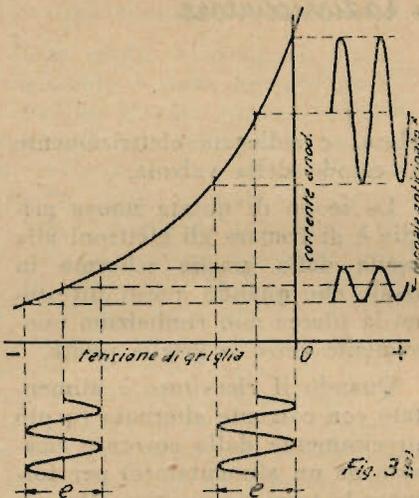
In ordine di tempo, i primi regolatori di sensibilità erano costituiti da semplici resistenze variabili dispose in serie ai filamenti delle valvole (o reostati).

Regolando la corrente di accensione dei filamenti si otteneva una diversa amplificazione dalle valvole e quindi una regolazione della sensibilità dell'apparecchio.

Si pensò poi di regolare semplicemente l'ampiezza del segnale proveniente dall'aereo con dei potenziometri per cui il circuito di ingresso del ricevitore fu trasformato da quello di fig. 2 (pagina 30) a quello della fig. 2 attuale.

Infine si ricorse alla regolazione dell'amplificazione delle valvole (specialmente le prime) variando la tensione di polarizzazione delle griglie.

Questo sistema di regolazione si basa sul fatto che la caratteristica di « pendenza » (fig. 3) di una valvola non è mai rappresentata da una linea retta, bensì da una curva la cui ripidità è tanto minore quanto più negativa viene resa la griglia.

La fig. 3 illustra come venga diversamente amplificato un segnale *e* a seconda che alla griglia venga applicata una debole tensione od una forte tensione negativa. La regolazione di sensibilità veniva effettuata anche in questo caso in modo manuale come per i sistemi precedenti.

Successivamente si pervenne a creare delle valvole particolarmente adatte per subire una regolazione di sensibilità praticata in tale modo, specialmente tetrodi e pentodi. Queste valvole furono dette a « pendenza variabile » od a « coeff. di ampl. variabile » o a «fr. variabile» o «multimer». In queste valvole la caratteristica di pendenza non è rappresentata da una retta ma da una linea curva press'a poco simile a quella di fig. 3.

Una siffatta curva si ottiene mediante l'adozione di forme o di disposizioni particolari della griglia pilota o della griglia schermo. Basta infatti che le maglie della griglia pilota non siano disposte a distanza uniforme o siano diversamente distanziate dal catodo o che la griglia schermo sia conca e non cilindrica perchè il rapporto fra corrente anodica e tensione di griglia non sia più uniforme e presenti l'andamento caratteristico di fig. 3.

Con l'adozione delle valvole a pendenza variabile si fece un passo decisivo in avanti verso la regolazione automatica di sensibilità.

Concettualmente l'applicazione è assai semplice, si tratta di un dispositivo che ricava per rettificazione dello stesso segnale una tensione negativa che viene inviata alle griglie delle valvole amplificatrici.

Logicamente avviene che quando il segnale è molto forte anche la tensione negativa che si ottiene per rettificazione è forte in proporzione e quindi l'azione « frenante » che si esercita sulle valvole amplificatrici di alta frequenza (AF) o di media frequenza (MF) è tanto più energica.

Perchè l'effetto sia sensibile è necessario che la tensione negativa che si ricava per « il controllo autmatico di volume » (C.A.V.) sia dell'ordine dei 10-20 volt. E' dunque necessario che il segnale che si deve rettificare sia di questo ordine di grandezza il che si riscontra ovviamente soltanto negli ultimi stadi di amplificazione MF.

Per la rettificazione si rendeva particolarmente indicato l'impiego di un diodo ed è così che la industria delle valvole ne produsse di adatte, costituite da un pentodo, da un tetrodo o da un triodo contenente due piccoli diodi ausiliari.

Queste valvole presero i nomi rispettivamente di « bidiodo-pentodo » di « bidiodo-tetrodo » di «bidiodo-triodo» o di «binodo». L'impiego più comune della sezione pentodo tetrodo o triodo è in genere quello d'amplificatore di BF. I due diodi sono impiegati rispettivamente per la rivelazione e per la rettificazione ad uso del C.A.V.

Il circuito più comune di rivelatore a diodo è quello illustrato in fig. 4. E' pertanto molto opportuno rendersi conto del funzionamento particolareggiato dei principali organi di tale circuito.

La corrente rettificata del diodo, di ampiezza proporzionata a quella del segnale, scorre, attraverso ad L_2 nella resistenze R_1 e R_2 e crea in esse delle cadute di tensione di polarità ben definite. Siccome detta corrente va, entro al diodo, dalla placca al catodo ed esternamente dal catodo alla placca, ne consegue che i due estremi alti di R_1 ed R_2 saranno negativi rispetto ai relativi due capi bassi e quindi verso la massa (che è direttamente connessa al catodo).

La predetta corrente non è però perfettamete continua, essa è anzi una « pulsante » modulata contemporaneamente in media e in bassa frequenza.

Essendo nel nostro caso interessante soltanto la componente di bassa frequenza, che si preleva da R_2, si ricorre ad un filtro costituito dalla resistenza R_1 e dai due condensatori C_1 e C_2.

La capacità di C_1 e C_2 è tale da offrire una facile via di fuga alle componenti di MF ma da ammettere contemporaneamente il minimo passaggio possibile di BF verso massa. Il valore indicato per tali condensatori è intorno ai 100-200 pF.

La resistenza R_1 la cui funzione è di offrire un ostacolo alla componente di *MF* per fare sì che questa si riversi in massima parte a massa attraverso C_1, offre però un ostacolo anche alla componente continua e di *BF*, è questo un lieve inconveniente che si può però eliminare sostituendo ad R_1 un avvolgimento induttivo di adeguato valore. Comunque, il valore di R_1 è sempre dell'ordine di 1/10 di quello di R_2 e quindi il danno derivante dalla sua presenza si limita alla perdita del 10% di ampiezza del segnale rivelato.

La resistenza R_2 detta « resistenza di carico » è generalmente dell'ordine di 0,5 Mega-ohm e, nel caso di fig. 4 ha anche la funzione di regolatore di volume ed è costituita da un potenziometro.

La tensione ricavata da R_2 non può però essere direttamente applicata alla griglia della 1ª valvola amplificatrice di *BF* perchè, data la presenza della componente continua, altererebbe il valore di polarizzazione della griglia della detta valvola facendola funzionare in punti della caratteristica nei quali la distorsione è sensibile.

Vi è dunque la necessità di non lasciar passare la componente di *BF*. Ad elimiare la componente di *MF* ha già provveduto il gruppo C_1 R_1 C_2, ad impedire il passaggio della continua provvede invece il condensatore in serie C_3. E' noto infatti che i condensatori non ammettono il passaggio di corrente continua mentre lasciano passare quella alternata.

Il valore di C_3 è in relazione a quello di R_3. Se quest'ultimo è di circa 1 Mega-ohm, quello di C_3 è dell'ordine dei 10.000 pF, esso non è però affatto critico.

Infine, la resistenza R_3 serve per assicurare la polarizzazione più opportuna alla griglia della valvola di *BF*.

* * *

La tensione negativa per frenare l'amplificazione delle valvole di *AF* o di *MF* (in relazione a quanto è già stato detto per la regolazione automatica di sensibilità) potrebbe essere ricavata anche dal punto *A* del rivelatore di fig. 4 utilizzando così anche la componete continua, facendo uso naturalmente di qualche filtro adatto ad eliminare convenietemente le componenti alternate presenti in tale punto, senonchè vi sarebbe l'inconveniente che il dispositivo entrerebbe in funzione anche per segnali relativamente deboli il che può essere qualche volta un vantaggio ma per i ricevitori d'uso comune è considerato un inconveniente.

E' per questo motivo che si è ricorso ad un circuito apposito per la produzione della tensione continua necessaria al *C.A.V.*

Questa realizzazione è resa possibile dal fatto che i diodi a disposizione sono di solito due.

Il circuito che serve per tale impiego fa uso di « diodo ritardato »; si tratta cioè di un diodo che entra in funzione soltanto quando la ampiezza o « livello » del segnale supera una certa ampiezza prestabilita.

Questo particolare funzionamento si ottiene polarizzando il catodo del diodo con una tensione positiva.

La fig. 5 rappresenta per l'appunto una realizzazione di questo genere. Come si vede le differenze con il circuito di fig. 4 sono minime.

Le due resistenze R_1 ed R_2 sono conglobate nella resistenza R_5. I due condensatori C_1 e C_2 mancano nòn essendo qui necessario distinguere la bassa frequenza dalla media frequenza. La resistenza R_6 si oppone al passaggio delle componenti alternate ed il condensatore C_6 serve a convogliare a massa i residui delle componenti di media e di bassa frequenza o, in una parola, R_6 e C_6 servono a « filtrare » la componente continua ricavata.

In un ricevitore dotato di *CAV* si debbono dunque trovare contemporaeamente un circuito di rivelazione come quello di fig. 4 ed uno di rettificazione per il *CAV* simile a quello di fig. 5.

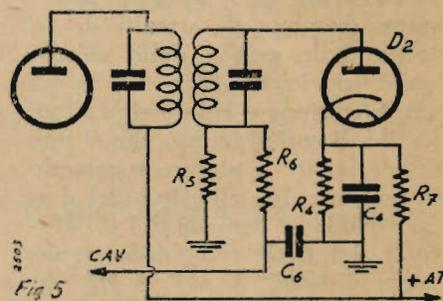



Fig 5

In fig. 5 è anche opportuno rilevare come viene effettuato il ritardo del diodo.

Le resistenze R_4 ed R_7, in serie fra loro, costituiscono un partitore potenziometrico i cui estremi sono rispettivamente al + anodico ed a massa. Trovandosi R_4 in serie al diodo, è chiaro che il catodo si troverà ad un certo valore positivo di tensione rispetto alla massa. Questo valore dipenderà ovviamente dal rapporto fra R_4 e R_7.

Il condensatore (C_4) fra catodo e massa serve a fornire via libera verso massa a tutte le eventuali

componenti alternate di media e di bassa frequenza provenienti dal catodo.

Il funzionamento è il seguente:

In assenza di segnale, la placca, attraverso ad R_5 si trova al potenziale di massa ed il catodo si trova invece ad un certo potenziale positivo.

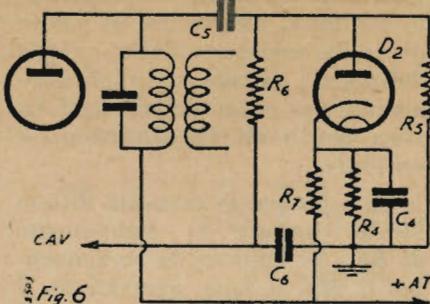
In queste condizioni (essendo la placca negativa rispetto al catodo) il diodo non ammette passaggio di corrente ossia non può rettificare. Alle griglie delle valvole di *AF* o *MF* non giunge in questo caso alcuna tensione negativa ma solo il potenziale di massa attraverso ad R_6.

Quando però arriva un segnale intenso di ampiezza tale da eccedere sul valore di polarizzazione del catodo, allora, durante i semiperiodi positivi in placca, si verifica che questa assume valori positivi rispetto al catodo quindi nel diodo scorre la corrente nel noto senso.

Come si è detto per il circuito di fig. 4, ai capi della resistenza di carico R_5 si forma una d.d.p. continua, negativa nel capo non connesso a massa.

Questa tensione negativa, debitamente filtrata dai residui di componente alternata mediante la resistenza R_6 e la capacità C_6, viene mandata ai circuiti di ritorno delle griglie delle valvole amplificatrici di *AF* o *MF* la cui amplificazione si riduce sino ad un livello di compromesso che si può dimensionare a piacere regolando la tensione di « ritardo » del diodo (quella ai capi di R_4) e l'efficacia del *CAV* (Variando il numero di stadi di *AF* o *MF* sui quali viene fatto agire).

Il circuito di fig. 5 non è però l'unico possibile per l'applicazione del *CA.V*, è anzi fra i meno usati. Molto più comune è invece il circuito di fig. 6.

Fig. 6

In questo circuito la *MF*, in luogo di essere applicata al circuito di rivelazione mediante il secondario di un trasformatore di *MF*, è applicata mediante un condensatore C_5 che la deriva direttamente dalla placca della valvola precedente.

Le resistenze R_4 ed R_7 hanno le stesse funzioni delle resistenze omonime di fig. 5, così dicasi del condensatore C_4.

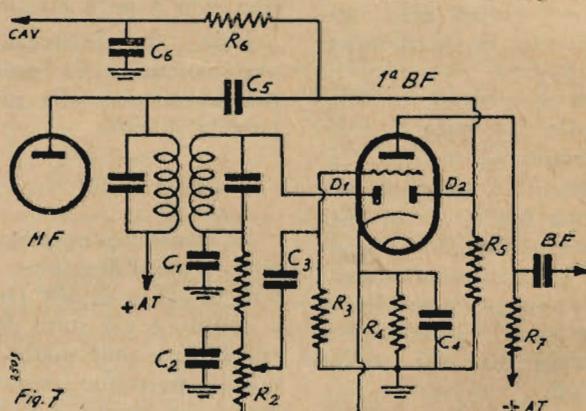



Fig. 7

La resistenza R_5 è anche in questo caso la « resistenza di carico » e la resistenza R_6 col condensatore C_6 svolgono anche qui funzione di filtro ed hanno lo scopo di eliminare ogni componente alternata dalla tensione negativa che si deve mandare alle valvole di *AF* o di *MF*.

La fig. 7, apparentemente complessa, non è che la fusione della fig. 4 con la fig. 6. In essa si potranno facilmente, mediante la numerazione, riconoscere le resistenze e le capacità che si trovano nelle predette figure.

Vi è solo una particolarità da notare: la resistenza R_7 di fig. 5 è qui costituita dalla serie della resistenza R_7 (che in questo caso funziona da carico anodico della sezione triodo funzionante da 1ª amplificatore di *BF*) con la resistenza interna del triodo stesso. In altri termini: che polarizza il catodo è in questo caso la corrente anodica della valvola.

Si osservi che il ritorno del circuito di rivelazione è collegato direttamente al catodo mentre quello di ritorno della resistenza R_5 del *C.A.V* è collegato a massa.

Il circuito di fig. 7 è comune alla grande maggioranza degli apparecchi, è quindi necessario meditarlo attentamente in modo da poterlo facilmente riconoscere ed esserne padroni del funzionamento.

Confidenze al radiofilo

Perdurando, per le attuali contingenze, l'assenza di un buon numero di collaboratori tecnici, dobbiamo limitare, fino a nuovo avviso, il servizio di consulenza a quella sola parte che si pubblica sulla rivista.

Sono quindi abolite le consulenze per lettera, e le richieste di schemi speciali.

Per le consulenze alle quali si risponde attraverso la rivista, sono in vigore da oggi le seguenti tariffe:

Abbonati all'Antenna L. 5
Non abbonati L. 10

Non si darà corso alle domande non accompagnate dal relativo importo

Ds. 4655 - Ugo Dolara - Genova Nervi.

I valori mancanti alle capacità sullo schema pubblicato a pag. 249 dell'Antenna anno 1942 sono i seguenti: condensatore inserito fra placca e diodo della 6BN8 G. = pF 100 - Condensatore collegato fra l'uscita della seconda Media frequenza e l'autotrasformatore di Bassa frequenza = pF 20.000 - Resistenza di carico anodico della 6BN8 G = 75.000 ohm. Di tale apparecchio non esiste lo schema costruttivo per cui ci troviamo nell'impossibilità di fornirvelo.

Ds. 4656 - Zanbusi Stefano - Istrana.

Da quanto ci comunicate risulta evidente che siete incorso in un errore di montaggio durante la costruzione del « Provavalvole portatile » descritto dal Dott. De Stefani sull'Antenna.

L'interruttore N. 7 deve essere collegato da un lato con ciascun capo dei commutatori numerali dall'1 al 6 e precisamente con quello che si trova connesso in circuito quando le levette sono tutte abbassate (voi avete evidentemente eseguito il collegamento inverso. L'altro estremo dell'interruttore 7 va allo zero del secondario d'accensione filamenti sul trasformatore di alimentazione.

Per quello che riguarda la scarsa accensione delle valvole il difetto è da ricercarsi nel trasformatore di alimentazione mal costruito e cioè col secondario avvolto con filo troppo sottile per cui si ha un eccessivo abbassamento di tensione con valvole a forte consumo come le 24 e simili che assorbono 1,75 amp. e più.

Ds. 4657 - Nanni Francesco - Montecatone.

La costruzione di gruppi per A.F. ad onde medie e corte può essere effettuata dal dilettante; vi è però la difficoltà della taratura se non si dispone di adatti istrumenti. Comunque con un variabile da 2×380 pF. è possibile coprire in pratica le gamme: onde medie da 1500 a 570 Kc pari a mt. 200-525; onde corte da 15,8 a 6 Mc pari a mt. 19-50.

Le bobine verranno tutte avvolte su tubo di cartone bachelizzato del diametro di 25 mm. Il secondario d'aereo per le onde medie è costituito da 143 spire filo da 0,22 mm. smaltato, mentre il primario è formato da una bobinetta a nido d'ape da 350 spire che deve essere introdotta nel tubo del secondario all'inizio di questo dal lato terra. Sullo stesso tubo ad un cm. di distanza circa si avvolgerà il secondario per le onde corte composto di 9 spire spaziate filo da 6/10 smaltato; l'avvolgimento deve coprire una lunghezza di 13 mm. circa. Il primario è costituito da 5 spire filo da 3/10-2 seta avvolte fra le spire del secondario con inizio dal lato terra di quest'ultimo.

L'oscillatore per onde medie è formato da 77 spire filo 0,22 smaltato e la reazione è di 25 spire stesso filo avvolte sopra il secondario con inizio dal lato massa di quest'ultimo. A 15 mm. si inizierà l'avvolgimento dell'oscillatore per le onde corte il quale è costituito da 7 spire spaziate filo da 6/10 smaltato. La lunghezza dell'avvolgimento deve essere di 10 mm. circa. La reaz. è composta di 4 spire filo da 3/10-2 seta avvolte fra le spire secondarie. Le M.F. devono essere a 468 Kc.

Tutte le induttanze vanno montate sotto al telaio senza schermo.

Per la messa punto e taratura del ricevitore vedere quanto è detto nell'articolo « Circuiti supereterodina » apparso sui N.i 17, 18, 19, 20 dell'Antenna anno 1942.

Ds. 4658 - Ravasio Antonio - Pavullo.

1) La sostituzione delle valvole di tipo americano come le 57, 58, 6K7, ecc. con le corrispondenti europee tipo EF6 - EF9 - WE33 ecc. è generalmente possibile, ma è necessario adattare di volta in volta il circuito alle caratteristiche della nuova valvola impiegata.

2) Non conosciamo i dati dell'impedenza di filtro del Ricevitore Marelli mod. Coribante.

3) Vi sconsigliamo di apportare la modifica, da voi proposta, al ricevitore G. 40 A; è meglio riutilizzare il materiale per la costruzione del 3+1 dell'Ing. Napolitano.

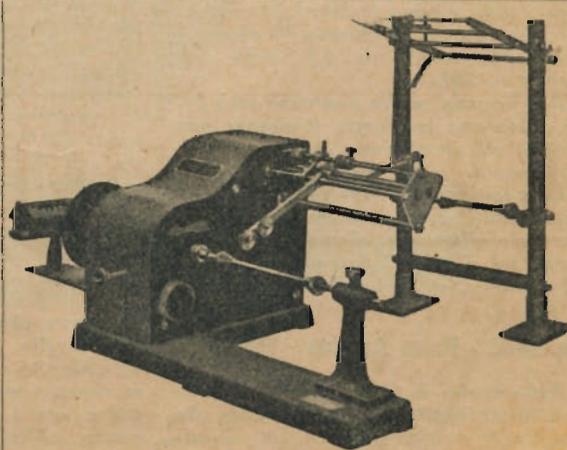
4) La sostituzione della 6K8 G. con la 6A8 G. può essere effettuata, ma si ha però un rendimento notevolmente inferiore.

5) Per i dati del trasformatore d'aereo riferitevi a quanto indicato nella consulenza N. 4649.

6) Anche la Wunderlich può essere sostituita con una 2A6 - 75 - 6a7 G, ecc. tenendo però presente quanto esposto al N. 1.

Ds. 4659 - Simonelli Ilmo - Villafranca.

Il mancato funzionamento del vostro ricevitore, se tutto è in ordine come voi dite, è da attribuire a qualche corto-

circuito che mette a massa l'alta frequenza.

Ciò può succedere se qualche filo ha l'isolante screpolato ed il conduttore interno scoperto tocca il telaio o qualche altra parte metallica.

Non rimane perciò che da ricontrollare con cura tutti i collegamenti e specialmente quelli che vanno ai cappucci delle girglie in particolar modo nei punti dove attraversano gli schermi.

Ds. 4660 - Bislani Umberto - Castelfidardo.

Nello schema inviatoci vi sono alcuni errori ed inoltre il circuito può essere alquanto semplificato. Prima di tutto è necessario che il condensatore da 10.000 pF. sia inserito fra il ritorno del negativo e la massa per evitare di mettere a terra la rete luce con pericolo di corti circuiti. Un altro condensatore da 1000 pF. va inserito fra il primario d'aereo e la boccola o morsetto d'antenna. Il partitore di tensione può essere eliminato completamente; la resistenza da 0.1 megaohm va perciò collegata fra la J. 560 ed il positivo dell'alimentatore. La griglia schermo della 24 A sarà pure collegata al positivo anodico attraverso una resistenza da 0.5 megaohm, mentre verranno eliminate le due da 10.000 e 30.000 ohm.

La seconda 24 A converrà farla funzionare come triodo collegando assieme la placca e la griglia schermo; la resistenza catodica va quindi portata a 1000 ohm.

Ds. 4661 - Talamanca Renzo - Vercelli.

Le bobine per le onde corte vanno bene; la presa d'aereo andrà eseguita per la gamma 15-30 mt. alla seconda spira a contare dall'inizio che va a massa, e per la gamma 30-55 mt. alla quinta spira.

I dati per la bobina onde medie sono i seguenti: su tubo di cartone bachelizzato del diametro di mm. 30 avvolgere 110 spire di filo da 3/10 smaltato eseguendo la presa di antenna alla venticinquesima, indi alla distanza di 5 mm. altre 35 spire per la reazione.

C. per tale gamma dovrà avere 500 pF. circa. La resistenza R deve essere di 3 megaohm e non di 3 ohm come indicato sullo schema inviatoci. Il reostato RT deve essere di almeno 30 ohm.

Per l'impedenza di A.F. usare una Geloso n. 560.

Per le onde medie l'antenna sarà bene abbia una lunghezza di almeno una ventina di metri onde avere un buon rendimento.

La questione alimentazione di piccoli apparecchi è esaurientemente trattata nell'articolo «Ricevitori monovalvolari» apparso sul n. 3 dell'Antenna anno 1942 ed a tale articolo vi rimandiamo.

Ds. 4662 - Porro Antonio - Vicenza.

Nel circuito E. C. O. indicato da 6L6 può essere sostituita con una 6V6G che è dello stesso tipo (a fascio) ma di minore potenza. Anche con tale valvola potete mantenere gli stessi voltori per il circuito di griglia controllo. Le tensioni di alimentazione saranno naturalmente inferiori per non sovraccaricare la valvola; sarà bene non applicare più di 320 Volt sulla placca e 250 Volt sulla griglia schermo.

Il circuito oscillante L1 C1 andrà sintonizzato sui 28 MHz e quello L2C2 sulla sua seconda armonica e cioè sui 56 MHz.

Ds. 4663 - Ernesto Tresoldi - Milano.

I valori delle capacità da adottare per il circuito pubblicato a pag. 37 dell'Antenna N. 3, anno 1941, sonoc

Condensatore variabile doppio da p.F. 400-450 per seg.;

Condensatore sul catodo dello stadio A.F. mF 0,1;

Condensatore di griglia dello stadio rivelatore 250 p.F.;

Condensatore di accoppiamento fra rivelatrice e finale p.F. 20.000.

Condensatore sul catodo della valvola finale mF a 30 V. (elettrol.);

Condensatore sulla placca della valvola finale p.F. 2000;

Condensatori elettrolitici del filtro di alimentazione 25 mF. 200 V.

Ds. 4664 - Chiarion Vasco - Pincara.

Le possibilità di ricezione di un apparecchio con cristallo di galena e di uno con cristallo di carborundum sono pressochè identiche; il primo è forse più sensibile, il secondo più stabile.

Non comprendiamo perchè vogliate sostituire il filo del potenziometro; un valore per quest'ultimo di mille ohm è quanto meglio si addice al caso vostro.

Vi sconsigliamo però l'uso di tali ricevitori sulle onde corte, poichè non otterrete risultato pratico alcuno su tale gamma di frequenza.

Lo schema esatto è quello di figura 1.

Ds. 4665 - Chelli Enrico - Roma.

Il vs. istrumento presenta una resistenza di 333,3 ohm per Volt e quindi per raggiungere i 500 Volt a fondo scala è necessario che la resistenza complessiva dell'istrumento sia di 166.665 ohm. Poichè nel vs. voltmetro le portate sono di 6-60 e 240 V. vi conviene adottare per le nuove scale i valori di 600 e 1200 Volt, risultando in tal modo ancor valide le graduazioni già incise sul quadrante dell'istrumento. I valori delle resistenze addizionali da aggiungere sono: 120.000 ohm per i 600 V. in serie agli 80.000 ohm già posseduti dal voltmetro sulla scala dei 240 V.; per raggiungere i 1200 Volt sarà necessario porre in serie altri 200.000 ohm in modo da raggiungere una resistenza complessiva di 400.000 ohm.

Più difficile è l'applicazione del raddrizzatore che deve essere del tipo da 5 o meglio 10 mA. Tale rettificatore va collegato con i capi segnati + e — ai rispetivi morsetti del milliamperometro e con i capi segnati r alle resistenze addizionali ed ai morsetti di uscita.

La responsabilità tecnico-scientifica dei lavori firmati, pubblicati nella rivista, spetta ai rispettivi autori.

Ricordare che per ogni cambiamento di indirizzo, occorre inviare all'Amministrazione lire Una in francobolli.

S. A. ED. « IL ROSTRO »
Via Senato, 24 - Milano
ITALO PAGLICCI, direttore responsabile

LA STAMPA MODERNA - Via Reina N. 5 - MILANO

PICCOLI ANNUNCI

Lire 1,— alla parola; minimo 10 parole per comunicazioni di carattere privato. Per gli annunci di carattere commerciale, il prezzo unitario per parola è triplo.

I « piccoli annunzi » debbono essere pagati anticipatamente all'Amministrazione de l'« Antenna ».

Gli abbonati hanno diritto alla pubblicazione gratuita di 12 parole all'anno (di carattere privato).

RADIOMARELLI